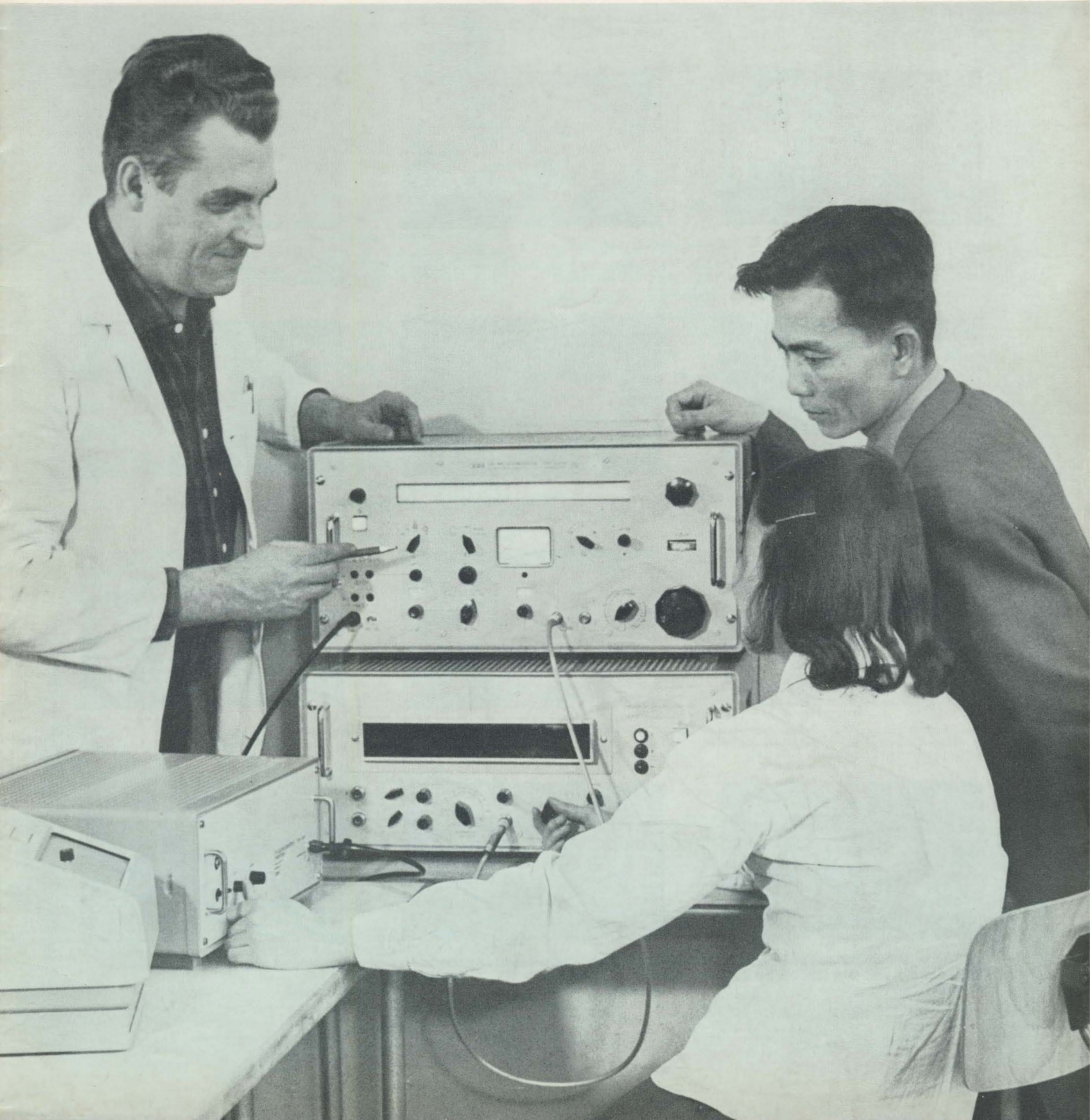
radio fernsehen elektronik

19 · 68

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

1. Oktoberheft · Preis 2,00 M
Verlagspostort Leipzig · Für DBR Berlin

- **HF-Meßgenerator Typ 2510 — ein universell einsetzbares Meßgerät**
- **Digitale Summierung mehrerer Meßwerte mit Analog-Digital-Wandlern**
- **Bauanleitung: Transistorvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand**

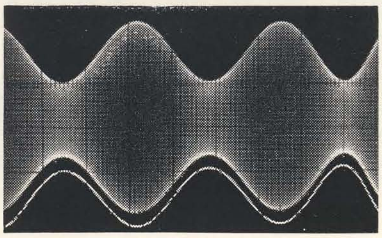


Zum Artikel:

HF-Meßgenerator Typ 2510 – ein universell einsetzbares Meßgerät

Seite 581–583

Bild 2: Sinusmodulation mit unterlagerter Darstellung der Modulationsspannung, Trägerfrequenz: 1,2 MHz, Modulationsfrequenz: 1,4 kHz, m = 45 % ▶



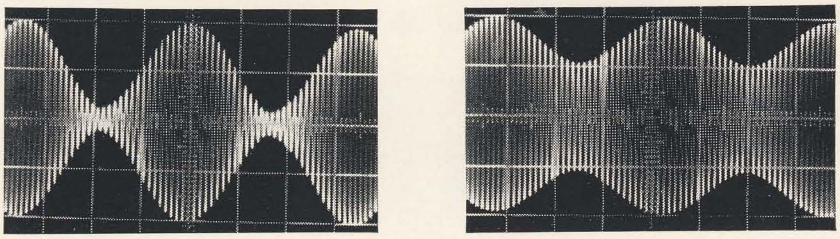


Bild 1: Sinusmodulation, Trägerfrequenz: 30 kHz, Modulationsfrequenz: 1 kHz,
a) m = 80 %, b) m = 30 %

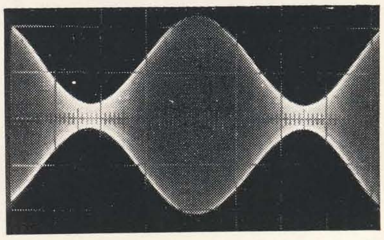


Bild 3: Sinusmodulation, Trägerfrequenz: 30 kHz, Modulationsfrequenz: 10 Hz, m = 80 %

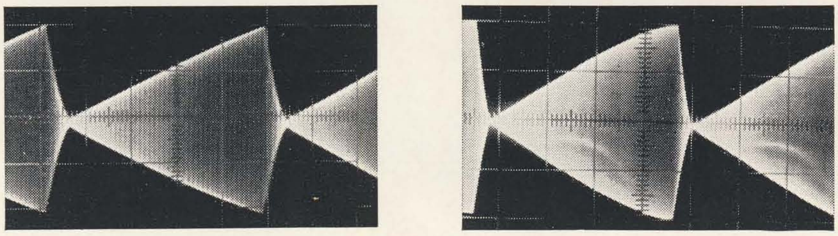


Bild 6: Sägezahnmodulation,
a) Träger: 650 kHz, Modulationsfrequenz: 1 kHz, b) Träger: 1,2 MHz, Modulationsfrequenz: 10 Hz

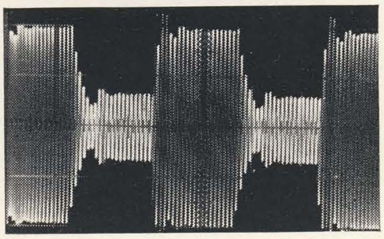


Bild 11: Impulsmodulation, Trägerfrequenz: 70 kHz, Modulationsfrequenz: 1,75 kHz, Tastverhältnis: 1:1, m = 60 %

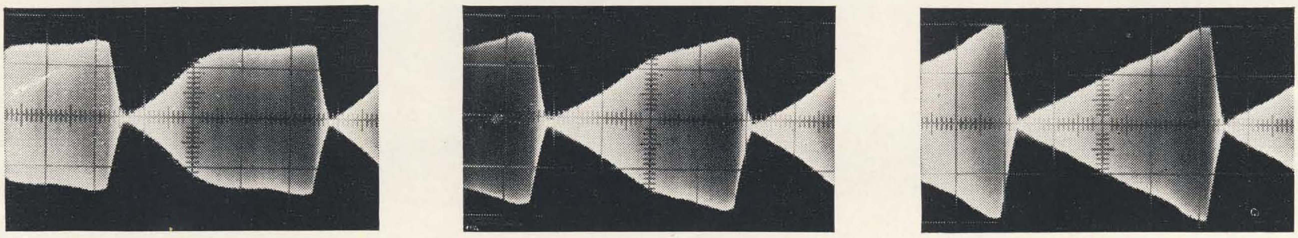


Bild 7: Verlauf der sägezahnförmig modulierten HF-Spannung (Bild 6b) am Ausgang der Regelschaltung,
a) Regelzeitkonstante: 0,1 s, b) Regelzeitkonstante: 0,5 s, c) Regelzeitkonstante: 3 s

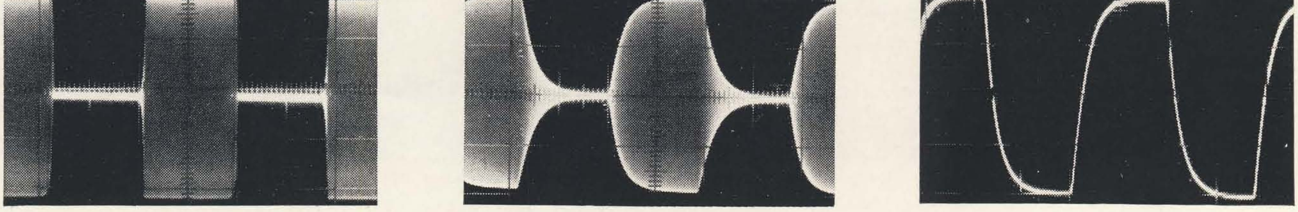


Bild 12: Impulsmodulation, Trägerfrequenz: 700 kHz, Modulationsfrequenz: 1,25 kHz, Tastverhältnis: 1:1, m = 100 %,
a) Ausgangsimpulse zur Prüfung von Vierpolen, b) Impulse nach Verzerrung durch Schwingkreis, c) wie b, nach Demodulation

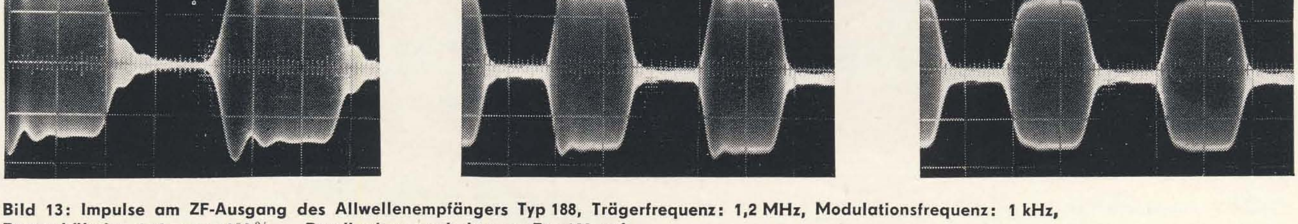
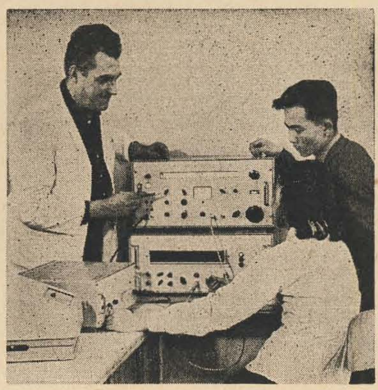


Bild 13: Impulse am ZF-Ausgang des Allwellenempfängers Typ 188, Trägerfrequenz: 1,2 MHz, Modulationsfrequenz: 1 kHz, Tastverhältnis: 1:1, m = 100 %. Bandbreitenumschalter am Typ 188 auf
a) breit, b) mittel, c) schmal



Zu unserem Titelbild

Unterweisung vietnamesischer Techniker bei der Prüffeldbearbeitung des HF-Meßgenerators Typ 2510 (s. a. Seite 581) im VEB Funkwerk Erfurt.

Foto: Gerhard Royé

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

■ Zur Ökonomie von kleinen und langsamen Ferritkernspeichern

■ TV-Empfänger „Ines 5151"

■ Zweikanalaufzeichnung von Schallplatten

■ Automatische Einbruchwarneinrichtung für PKW

■ Universelles Kleinstudio

■ Bericht von der Leipziger Herbstmesse 1968

Sie lesen in diesem Heft

HF-Meßgenerator Typ 2510 – ein universell einsetzbares Meßgerät 581

Digitale Summierung mehrerer Meßwerte mit Analog-Digital-Wandlern 584

Elektronenstrahlumschalter mit niedrigem Aufwand 585

Quarzgesteuertes Schichtdickenmeßgerät für die Dünnschichttechnologie 587

Zwei Schaltungen für FM-ZF-Verstärker 590

Halbleiterinformationen 46 591

Für den Service 593

Meßwertlocher mit Handeingabemöglichkeit für ein Digitalvoltmeter 595

Farbsignalumsetzung von SECAM in PAL 598

Stabilisierte regelbare Gleichspannungsquelle 35 kV/3 mA 599

Bauanleitung: Transistorvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand 602

Panorama-Fernsehkamera der automatischen Mondstationen 604

СОДЕРЖАНИЕ

Генератор сигналов вч типа 2510 — универсальный измерительный прибор 581

Цифровое суммирование нескольких измеряемых значений с помощью аналогово-цифровых преобразователей 584

Простой электронный переключатель 585

Управляемый кварцем прибор измерения толщины слоев для пленочной технологии 587

Две схемы для ЧМ-ПЧ-усилителей 590

Информации о полупроводниках 46 591

Для сервиса 593

Дырокол измеренных значений с возможностью ручной подачи для цифрового вольтметра 595

Преобразование сигнала SECAM в PAL 598

Стабилизированный регулируемый источник постоянного напряжения 35 кв/3 ма 599

Самодельный транзисторный вольтметр с большим входным сопротивлением 602

Панорамная телевизионная камера автоматических лунных станций 604

IN THIS ISSUE

HF Measuring Generator of the Type 2510– a Universal Measuring Instrument 581

Digital Summation of Several Data by Means of Analogue-Digital Transformers 584

Low-Cost Electron-Beam Change-over Switch 585

Quartz-Controlled Film-Thickness Measuring Instrument for Thin-Film Technology 587

Two Circuits for FM/IF Amplifiers 590

Semiconductor Informations 46 591

Service Informations 593

Data Perforator with Hand-Operated Input for a Digital Voltmeter 595

Colour-Signal Conversion from SECAM into PAL 598

Stabilized Adjustable Source of Direct-Current Voltage 35 kV/3 mA 599

Instruction for Home Construction: Transistorized Voltmeter with High Input Resistance 602

Panorama Television Camera of the Automatic Lunar Stations 604

OBSAH

Vysokofrekvenční měřicí generátor 2510 – univerzálně použitelný přístroj 581

Číslicové vytváření součtu více naměřených hodnot pomocí analogově číslicových převodníků 584

Elektronkový přepínač s nízkými náklady 585

Krystalem řízený měřič tloušťky vrstev nutný pro technologii tenkých vrstev 587

Dvě zapojení mezifrekvenčních zesilovačů pro fm-přijímače 590

Informace o polovodičích 46 591

Pro servis 593

Děrovač naměřených hodnot pro číslicový voltmetr s možností ručního ovládání 595

Převod barevných signálů ze soustavy SECAM do soustavy PAL 598

Stabilizovaný řiditelný zdroj stejnosměrného napětí 35 kV/3 mA 599

Stavební návod: tranzistorový voltmetr s vysokým vstupním odporem 602

Panoramatická televizní kamera automatických stanic na Měsíci 604

Unsere Leser schreiben

Betr.: Stellungnahme des VEB Funkwerk Dresden in „radio fernsehen elektronik" 17 (1968), H. 15, S. 450, zum Artikel „Wartung und Betrieb von Sekundärelementen"

Das Problem der Undichtheit bei Knopfzellen der Zwickauer Produktion ist mir bekannt, jedoch sollte der Beitrag allgemeine Kenntnisse vermitteln und keine Berichterstattung über die Produktion des VEB Grubenlampenwerk Zwickau sein.
Noch nicht bekannt war mir, daß bei gasdichten Sammlern der prismatischen Bauart Elektrolyt ausläuft. Ich habe mich fast zwei Jahre mit der Anwendung dieses Sammlertyps (speziell der Batterien 6 NC 1, bestehend aus 5 Einzelzellen Kenn-Nr. 9174.1, und 12 NC 2, bestehend aus 10 Einzelzellen Kenn-Nr. 9174.2) in der Praxis beschäftigt. Nach einer Lagerzeit (Fertigungsjahr 1963) von drei Jahren und anschließendem Einsatz über zwei und mehr Jahre konnte ich lediglich an 3 von etwa 250 Zellen Undichtheiten im eigentlichen Sinne feststellen, die jedoch auf Schweißfehler zurückzuführen waren. Allerdings trat an etwa 60 % der Zellen nach zweijährigem Betrieb ein leichter Karbonatansatz im Überdruckventil auf (die Verschlußschraube ließ sich auch etwas nachziehen).
Ein Aufbauchen unter normalen Betriebsbedingungen habe ich nur an Sammlern, die häufig unterentladen wurden, und dann nur an einzelnen Batteriezellen, feststellen können. Eine nähere Untersuchung ergab, daß diese Zellen in der Kapazität stark nachgelassen hatten und somit Umpolvorgänge die Ursache für das Aufbauchen waren, was jedoch in einer Batterie natürlich auch nicht vorkommen sollte.
Bei Knopfzellen aus sowjetischer und ČSSR-Produktion konnten bei einem Vergleich mit den Zwickauer Zellen keine der beschriebenen Mängel festgestellt werden. Jedoch lag die Lebensdauer etwas unter der der DDR-Zellen, womit wohl auch die praktischen Betrachtungen in Ordnung gehen. Bliebe noch zu wünschen, daß auch die Zwickauer Zellen bald wirklich gasdicht sind.

W. Z., 6309 Großbreitenbach

*

Betr.: Beitrag „Umbau des Studiogerätes TB 56 d der PGH Elektro-Akustik Leipzig von Drucktasten- auf Relaissteuerung" [radio fernsehen elektronik 17 (1968), H. 12, S. 375]

Der verfaßte Artikel über unser früher produziertes Magnetbandgerät TB 56 d veranlaßt uns zu einer Stellungnahme:
Der beschriebene Umbau des TB 56 d ist zwar für Amateurzwecke zu vertreten, für Studiozwecke u. E. aber nicht zu empfehlen. Wir geben deshalb kurz die Teile der Schaltung an, die wir für unzulänglich halten:

1. Si_2
   Si_2 sollte vor dem Elko angeordnet werden, da im Falle eines Kurzschlusses von C der Gleichrichter gefährdet ist, bis Si_1 anspricht. Außerdem sind im zugehörigen Gleichrichter des TB 56 d 24 V_ und 60 V_ vorhanden, so daß ein zusätzlicher Netzteil unnötig ist.
2. Relais
   Als Relais sollte man nicht irgendwelche verwenden, sondern solche, die sich in der Praxis bewährt haben. Besonders geeignet sind die Typen RH 102 und GBR 701.
3. Entstörung
   Eine Entstörung der Relaiskontakte ist unbedingt erforderlich.
4. Aufnahmesperre
   Um unbeabsichtigtes Löschen zu vermeiden, ist eine Aufnahmesperre (mechanisch oder elektrisch) einzubauen.
5. Steuerung – Umspulen
   Um den Bedienungskomfort zu erhöhen, ist es zweckmäßig, direkt von „Aufnahme" oder „Wiedergabe" auf „Umspulen" zu schalten. Der Umspulregler (Stufenschalter) sollte durch einen Drahtdrehregler ersetzt werden (kontinuierlicheres Spulen).

Zu erwähnen ist noch, daß die PGH Elektro-Akustik seit 1963 ihre Magnetbandgeräte (TB 63, TB 63/1, MTL 38) mit auswechselbaren Relaiseinschüben versieht. Dabei sind die Funktionen „Aufnahme", „Wiedergabe" und „Halt" fernsteuerbar.

PGH Elektro-Akustik, 7034 Leipzig

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:
Dipl. oec. Herbert Sandig

102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 42 00 19, Fernschr.: 011 2228 techn dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:
Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 3

Druck:

Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik und Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shteterore e Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directa Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Zeitschriftenimport, Ve smečkách 30, Praha 2; Poštová novinová služba, dovoz, Leningradská ul. 14, Bratislava

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter. 1

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ Im Mittelpunkt des **II. Meßelektroniksymposiums** der KDT und des VEB Funkwerk Erfurt vom 22. bis 24. Oktober 1968 [s. rfe Heft 12 (1968), S. 355] steht ein Rundtischgespräch leitender Mitarbeiter des DAMW und der Meßelektronikindustrie unter dem Motto „Über die Zusammenarbeit zwischen dem DAMW und den Betrieben der Meßelektronikindustrie unter besonderer Berücksichtigung des neuen ökonomischen Systems des Sozialismus".

▼ **Discassette** heißt ein Wiedergabegerät der englischen Firma Discatron Ltd., das Schallplatten und Tonbandkassetten abspielen kann. Diese Doppelfunktion wird durch einen gemeinsamen Antrieb erleichtert. Das Abspielen der Schallplatten erfolgt mit einem Diamantabtaster, der radial längs einer Stange über die Rillen gezogen wird, so daß das Gerät auch bei starken Bewegungen arbeiten kann.

▼ **Der programmierbare Unijunction-Transistor D 13 T 1** von General Electric wirkt in einem Arbeitsbereich von 2···40 V; er ermöglicht, die Kennwerte wie Gipfelstrom, Talstrom und den Widerstand zwischen Basis 1 und 2 zu programmieren. Im Prinzip handelt es sich um einen Thyristor mit einer Steuerelektrode auf der Anodenseite. Die Eigenschaften können durch Wahl der äußeren Beschaltung mit zwei Widerständen verändert werden.

▼ **Ein optisches Lesegerät, das gedruckte und handgeschriebene Informationen vom Blatt „lesen"** kann, ist von IBM entwickelt worden. Nach Angaben des Werkes „liest" das Gerät Schriftstücke bis zu 23 cm × 36 cm. Der Computer liest Zeile für Zeile vom Blatt, selbst, wenn der Text willkürlich über die Seite verteilt ist. Der Firmenmitteilung zufolge ist jetzt auch der Belegleser IBM 1287, der bisher nur Ziffernangaben lesen konnte, für die Eingabe von Belegen mit der genormten „optischen Schrift a" geeignet.

Zum Titelbild

In der Zeit vom 29. November 1966 bis zum 31. August 1968 erhielten 59 vietnamesische Praktikanten ihre berufliche Aus- und Weiterbildung im VEB Funkwerk Erfurt.
Nachdem die Lehrlinge in den ersten sieben Monaten eine Intensivausbildung für die deutsche Sprache erhalten hatten, wurden 45 von ihnen ab 1. 9. 1967 in den Grundlagen der Elektrotechnik und Mechanik ausgebildet. 14 Ingenieure und Techniker qualifizierten sich in den Konstruktionsbüros, technologischen Abteilungen und im Meßgeräteprüffeld des Gerätewerkes.
Nach Ablauf eines Lehrjahres wurden sie entsprechend den Wünschen der vietnamesischen Regierung in drei andere Betriebe unserer Republik versetzt, um hier speziellen Erfahrungen in der Produktion von Flachrelais, Drehkondensatoren und in der Isolierstoffbearbeitung zu sammeln. Während der bisherigen Ausbildung war zu erkennen, daß alle Praktikanten mit großem Eifer und viel Fleiß ihre Ausbildung durchgeführt haben, da sie sich bewußt sind, daß ihnen diese Ausbildung hilft, nach der Rückkehr in ihre Heimat die Volkswirtschaft Vietnams nach sozialistischen Prinzipien aufzubauen. In ihrem Lerneifer konnten sie einigen Lehrlingen und Schülern zum Vorbild dienen und wirkten durch ihr Auftreten erziehend auf einen Teil der anderen Jugendlichen.
Die Praktikanten nutzten alle Möglichkeiten für ihre Qualifizierung und waren in der Freizeit immer bereit, ihren Kollegen ihr kulturelles Erbe durch Darbietungen in den verschiedensten Veranstaltungen nahezubringen und sie durch ihre Gesänge und ihre Tänze mit ihrer Heimat bekannt zu machen. In persönlichen Gesprächen betonten sie immer wieder, daß ihr Aufenthalt in der Deutschen Demokratischen Republik ein echter Beweis der internationalen Solidarität ist und daß sie dankbar sind, daß man ihnen die Erfahrungen der Technik, aber auch des Klassenkampfes in Europa erläuterte. Sie verfolgen die Entwicklung des neuen ökonomischen Systems in unserer Republik sehr aufmerksam, um für ihre spätere Tätigkeit Erfahrungen zu sammeln, die sie entsprechend den Bedingungen auf ihre Heimat übertragen können.
Der VEB Funkwerk Erfurt und die Redaktion „radio fernsehen elektronik" wünschen allen vietnamesischen Praktikanten an ihrer neuen Ausbildungsstätte weiter große Erfolge beim Aneignen der Kenntnisse und Fertigkeiten als Facharbeiter bzw. in der Weiterbildung als Ingenieur und Techniker. Wir versprechen ihnen, alles in unseren Kräften stehende zu tun, um ihnen zu helfen, den Aggressor zu vernichten.

Olympische Sommerspiele in Mexiko-City

Vom 12. bis 27. Oktober 1968 finden die Olympischen Sommerspiele in Mexiko-City statt.
Der Deutsche Fernsehfunk wird täglich etwa von 17.00 Uhr bis 01.00 Uhr nachts — insgesamt etwa 120 Stunden — Ausschnitte dieses großen sportlichen Ereignisses übertragen.
Die Bild- und Tonsignale kommen über folgende Leitungen von Mexiko-City nach Berlin (s. a. Bild):

1. Bildleitung und internationale Tonleitung

Wettkampfstätte	– Funkzentrum/Mexiko
Funkzentrum/Mexiko	– New York
New York	– Bodenstation/USA
Bodenstation/USA	– Satellit
Satellit	– Bodenstation/Europa
Bodenstation/Europa	– Berlin/DFF

Für die Übertragungen des Video- und des internationalen Tonsignales soll ein zusätzlicher Fernsehsatellit mit der Bezeichnung „Intelsat 3 – F 1" in Betrieb genommen werden. Eine Normwandlung von der amerikanischen Fernsehnorm 525 Zeilen, 60 Hz auf die europäische Norm 625 Zeilen, 50 Hz findet in den europäischen Bodenstationen statt.
Folgende Bodenstationen stehen zur Verfügung:

Goonhilly	– England
Pleumeur	– Frankreich
Fucino	– Italien
Buitrago	– Spanien
Raisting	– Westdeutschland

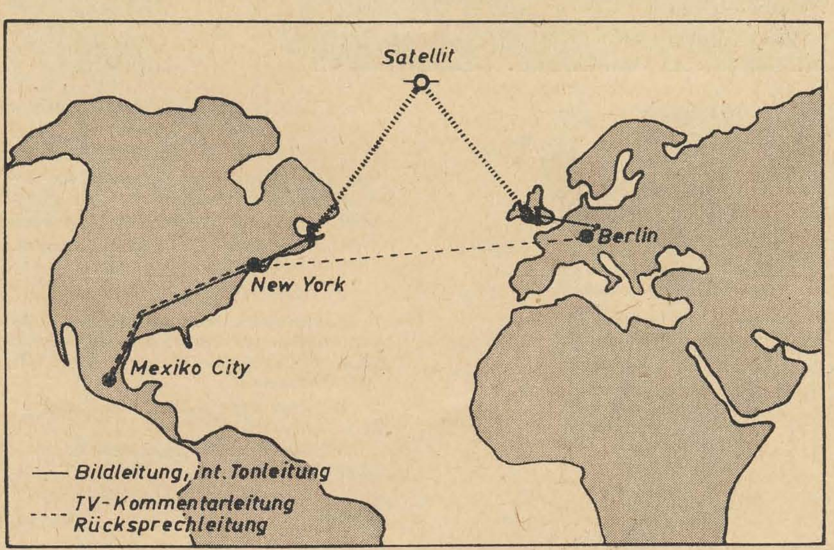
Etwa 80 % der Übertragungen werden vom amerikanischen Fernsehen in Farbe (NTSC) aufgenommen und abgestrahlt. Eine entsprechende Normwandlung ist z. Z. nur bei der BBC — London möglich, so daß als europäische Empfangsstation in erster Linie Goonhilly in Frage kommt.
Von der europäischen Bodenempfangsstation wird die Verteilung des Video- und des internationalen Tonsignales zu den europäischen Fernsehstationen vorgenommen.

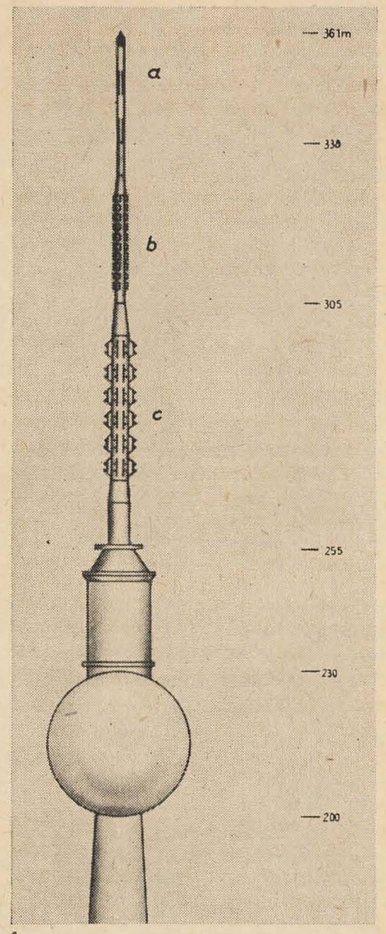
2. Fernsehkommentarleitung und Rücksprechleitung des DFF

Diese Leitungen werden über eine Kabeltrasse geführt.

Wettkampfstätte	– Funkzentrum/Mexiko
Funkzentrum/Mexiko	– New York
New York	– Seekabel
Seekabel	– Frankreich
Frankreich	– Berlin/DFF

Die Rücksprechleitung verläuft in der gleichen Trasse, nur in entgegengesetzter Richtung.
Auf Grund der großen Entfernung Mexiko — USA — Satellit — Europa — Fernsehorganisationen muß der Laufzeit der verschiedenen Signale besondere Beachtung geschenkt werden. Das Videosignal und der internationale Ton kommen über den gleichen Weg, so daß hier keine Asynchronisationen auftreten. Da aber der Fernsehkommentar des DFF über eine Kabeltrasse übertragen wird, der Übertragungsweg dadurch kürzer ist, wird der Ton etwa 220 ms vor dem Bildsignal in Berlin eintreffen. Diese Asynchronisation ist vom Zuschauer bei bestimmten Situationen wahrnehmbar. Durch eine Lautzeitverzögerung muß daher die Synchronisation wieder hergestellt werden.





1

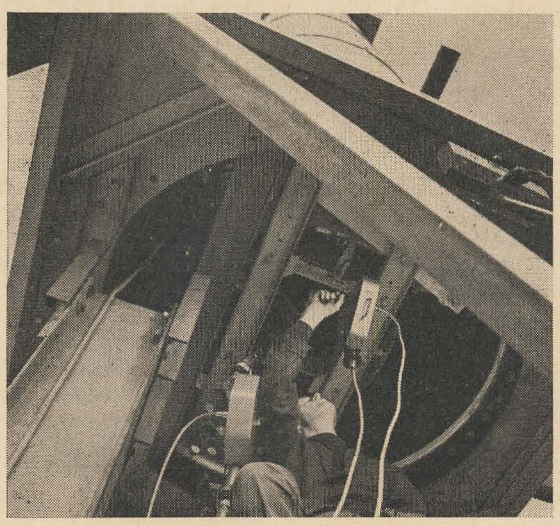
Antennen für den Berliner UKW- und Fernsehturm

Wie bereits die Tagespresse berichtete, wurde auf dem Antennengelände des VEB Funkwerk Köpenick mit dem Einmessen des letzten Teils der Fernsehantenne Band IV/V begonnen. Die Gesamthöhe des GFP-Antennenmantels, der die UHF-Antenne enthält, beträgt 20 m und hat einen Durchmesser von 1,8 m. Die UHF-Antenne bildet den Abschluß des insgesamt 111,5 m hohen Antennenträgers auf der Spitze des 361,5 m hohen Turmes. Sie setzt sich aus zwei je 10 m langen Halbantennen zusammen. Die Wand des unteren Teils des selbsttragenden glasfaserverstärkten Kunststoffzylinders ist 19 mm, die des oberen Teils 11 mm dick. Die Transportmasse der kompletten Antenne Band IV/V beträgt etwa 10 t.

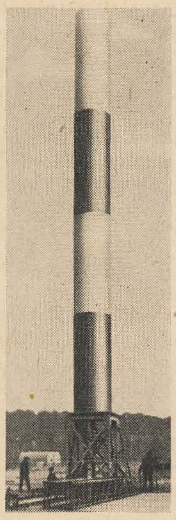
Die beiden unteren Stahlzylinder des Antennenmastes mit einem Durchmesser von 3,3 m bzw. 2 m dienen zur Aufnahme der Antennen für den UKW-Bereich und den VHF-Fernsehbereich Band III. Die Antennenfelder sind hier außen am Antennenträger befestigt, während sich die Versorgungseinrichtungen im Innern des Zylinders befinden.

Die VHF-Fernsehantenne besteht aus 40 Antennenfeldern, von denen je vier in einer Ebene angeordnet sind. Die UKW-Antenne besteht demgegenüber aus 30 Antennenfeldern mit je fünf Feldern in einer Ebene. Bei der UKW-Antenne dient der Stahlzylinder des Antennenträgers gleichzeitig als Reflektor.

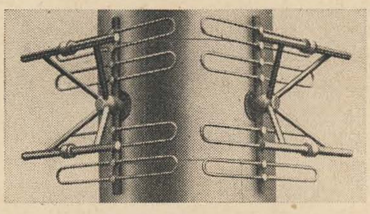
Um die Dipole und Reflektoren der außen angebrachten UKW- und VHF-Antennen bei ungünstigen Witterungsbedingungen eisfrei zu halten, sind sie mit einer Heizung versehen. Die Heizleistung eines UKW-Antennenfeldes beträgt 4,9 kW und die eines Fernsehantennenfeldes 3,4 kW. Die Entwicklung der automatischen Regelung der Antennenbeheizung erfolgte in Zusammenarbeit mit dem Institut für Leichtbau Dresden und dem VEB Funkwerk Köpenick.



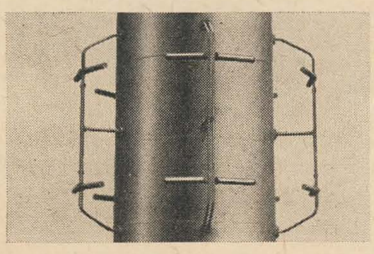
2



3



4



5

1 Anordnung der Antennen auf dem UKW- und Fernsehturm Berlin. a) UHF-Antenne Band IV/V, b) VHF-Antenne Band III, c) UKW-Antenne

2 Einmessen einer Halbantenne für das Band IV/V

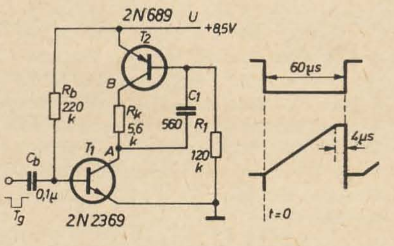
3 Meßaufbau der Fernsehsendeantenne Band IV/V

4 Teilansicht der Fernsehsendeantenne Band III

5 Teilansicht der UKW-Sendeantenne

Kippschaltung hoher Linearität mit komplementären Transistoren

Mit der in unserem Bild dargestellten Schaltung, die wir aus „Electronic Design" 16 (1968), H. 5, S. 92, entnahmen, lassen sich positive Sägezahnspannungen mit guter Linearität und kurzer Rückkippzeit herstellen. Die Spitzenspannung entspricht etwa der Speisespannung. Vom Ruhezustand der Schaltung beginnend, wenn beide Transistoren gesättigt sind, ist das Potential am Punkt A vernachlässigbar klein, und das Potential am Punkt B entspricht der Speisespannung U. Wenn zur



Zeit t = 0 die Tor-Impulsspannung an die Basis von T_1 gelegt wird, wird T_1 gesperrt. Wenn $R_k \ll R_1$ ist, dann wird C_1 mit konstantem Strom entladen, wobei

$$I_{C1} \approx \alpha_2 \, U/R_1$$

ist ($\alpha_2 \triangleq$ Stromverstärkungsfaktor von T_2). Das Potential des Punktes A wird sich in der Zeit T etwa um U ändern, wobei

$$T = R_1 \, C_1/\alpha_2$$

ist. T_1 arbeitet als Schalter, und T_2 liefert den konstanten Strom für die Entladung von C_1, wodurch sich gute Linearität ergibt. Die Rückkippzeit liegt etwa bei 5% der Periode.

Billige Dünnschichtspeicher durch neues Verfahren

In der Univac-Abteilung der Sperry Rand Corp. wurde ein neues Verfahren zur Herstellung billiger Dünnschichtspeicher entwickelt. Bei diesem Verfahren trägt das Glassubstrat sowohl den Magnetfilm als auch die Bitleitungen. Die wenige Mikronen dicken Bitleitungen befinden sich zwischen zwei Magnetfilmschichten und verbinden benachbarte Speicherelemente in einer Reihe. Jede Filmschicht ist mehrere 1000 Å dick. Die Registrierung der drei aufgebrachten Schichten ist relativ einfach, verglichen mit der Registrierung von konventionellen Dünnschichten. Der die Bitleitung umgebende Magnetfluß speichert die binären Daten.

Univac hat mehrere verschiedene Modelle mit der neuen Montagetechnik gebaut. Eines enthält 80 Substrate in einem ungefähr 5 cm dicken Substratstapel.

Die Gesamtanordnung enthält 1024 Wortleitungen für eine Gesamtkapazität von 4096 Wörtern.

Berichtigung

Auf Grund von Übersetzungsfehlern enthält der Artikel „Das Raster-Elektronenmikroskop" [rfe 17 (1968), H. 15, S. 457] einige terminologische Unkorrektheiten. Statt „Feldtiefe" muß es richtig „Tiefenschärfe" heißen, statt „elektronisches Übertragungsmikroskop": „Durchstrahlungselektronenmikroskop", und anstelle von „Nachbildung" ist der Ausdruck „Abdruck" üblicher. In der Bildunterschrift zu Bild 1 ist 1 die Katodenstromversorgung einschließlich Hochspannung und 2 die Stromversorgung des elektronenoptischen Systems.

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK. BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 17. JAHRGANG · 1. OKTOBERHEFT 19 · 68

HF-Meßgenerator Typ 2510 – ein universell einsetzbares Meßgerät

Dipl.-Ing. K. ECKERT

Mitteilung aus dem Applikationslabor für Meßgeräte im VEB Funkwerk Erfurt

Das neue Gerät Typ 2510 schließt eine Lücke in der Reihe der HF-Generatoren. Während für den Frequenzbereich 4,2 bis 300 MHz ein universell modulierbarer Generator Typ 2039 für einschlägige Messungen zur Verfügung stand, fehlte für den HF-Bereich bis etwa 30 MHz ein moderner, handlicher Generator. Der nachfolgende Beitrag zeigt die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten des HF-Meßgenerators Typ 2510.

Eigenschaften und besondere Vorzüge des Gerätes

Der Typ 2510 wird durch eine Reihe von Vorzügen den verschiedensten Anforderungen gerecht. Der HF-Frequenzbereich reicht von 30 kHz···30 MHz; die Volltransistorisierung, der mögliche Batteriebetrieb und das geringe Gewicht machen das Gerät leicht transportabel.

Einstellgenauigkeit der Frequenz

Der genannte Frequenzbereich ist in neun Bereiche unterteilt mit einem maximalen Frequenzfehler von 0,5%. Zur genauen Frequenzeinstellung ist die Feinverstellung (etwa 0,4 o/oo/ Skt.) in vielen Fällen sehr vorteilhaft. Darüber hinaus bietet die Quarzkontrolle der Frequenz mit den Eichmarken 1 MHz, 100 kHz und 10 kHz die Möglichkeit, die Frequenzskale des Generators auf 0,1% nachzueichen.

Amplitudenstabilisierung der Ausgangsspannung

Die Ausgangsspannung, die maximal 500 mV an 75 Ω beträgt, ist amplitudenstabilisiert. Eine Amplitudenkorrektur bei Frequenzvariation erübrigt sich deshalb. Im Zusammenhang mit dem kombinierten Grob- und Feinantrieb kann ein schneller Frequenzwechsel in kürzester Zeit bei einem konstanten Amplitudenpegel durchgeführt werden (Frequenzgang der Ausgangsspannung, bezogen auf 1 MHz, beträgt ± 0,5 dB, und die Fehlergrenzen der Ausgangsspannung bei 1 MHz und $U_a = 50$ mV liegen bei ± 0,3 dB). Die EMK beträgt 1 V, $R_i = 1$ kΩ, und liegt an einem getrennten Ausgang.

Große Hochfrequenzdichtigkeit

Die Dichtigkeit des HF-Oszillators und die Spannungsteilung sind so weit getrieben, daß HF-Spannungen bis herunter zu 0,05 μV an 75 Ω definiert entnommen werden können. Die Fehlergrenzen der Spannungsteilung bei Abschluß mit 75 Ω betragen für den Grobteiler ± 0,2 dB ± 0,02 μV je Stufe bzw. ± 0,5 dB ± 0,02 μV über alle Dekaden und für den Feinteiler ± 0,5 dB.

Klirrarme Modulierbarkeit

Der Generator verfügt über sehr gute Modulationseigenschaften. Der Modulationsklirrfaktor beträgt bei einem Modulationsgrad von m = 0,8 höchstens 2%. Die Modulation ist mit eingebautem NF-Generator oder mit Hilfe einer externen Frequenz möglich. Der Modulationsgrad ist kontinuierlich zwischen 0···95% einstellbar. Durch Spreizung der Anzeige ist es möglich, kleine Modulationsgrade mit hoher Genauigkeit einzustellen. Die Bilder 1 und 2 zeigen die modulierte Schwingung mit verschiedenen Modulationstiefen. Im Bild 2 ist die Modulationsspannung zusätzlich unterlagert dargestellt. Bild 3 zeigt die Modulation mit einer bereits außerhalb der technischen Daten liegenden Frequenz von 10 Hz.

Verwendung als Frequenzmesser

Das Gerät läßt sich im Bereich 30 kHz bis 30 MHz ohne Zusatzgeräte als Frequenzmesser einsetzen. Bei dieser Anwendung wird die unbekannte zu messende Frequenz in die Mischstufe eingespeist und mit dem internen HF-Oszillator gemischt. Mit Eichmarken im Rasterbetrieb bleibt der Meßfehler unter 0,1%.

Abgabe der NF-Spannungen

Der Generator gibt NF-Spannungen im Frequenzbereich 20 Hz···30 kHz ab. Die Amplitude ist zwischen 0···1 V kontinuierlich einstellbar, der Klirrfaktor ist kleiner 1%. Dadurch werden Meßaufgaben im Tonfrequenzbereich, z. B. Prüfungen von NF-Verstärkern oder die Synchronisation von Oszillografen, ermöglicht.

Stabiler und servicegerechter Aufbau

Der stabile, geschirmte Aufbau des Gerätes gewährleistet eine hohe Konstanz der Parameter sowie geringste Störstrahlung. Das Gerät besteht aus servicegerechten Baugruppen in gedruckter Leiterplattentechnik und hat die Abmessungen 535 mm × 270 mm × 300 mm. Die Masse beträgt 24 kg.

Sofortige Betriebsbereitschaft und hohe Zuverlässigkeit

Durch Volltransistorisierung werden außerdem ein geringer Stromverbrauch, ein geringes Gewicht und ein kleines Volumen erreicht. Das ermöglicht den Batteriebetrieb (24···30 V) und macht den Generator besonders geeignet für den mobilen Einsatz in Fahrzeugen, Flugzeugen usw., bzw. an Orten ohne Netzversorgung.

Einsatzmöglichkeiten

Ausgehend von den technischen Parametern des Gerätes wurden einige zum Teil am Rande liegende Einsatzmöglichkeiten untersucht. Im folgenden sollen aus der Vielzahl der Anwendungsmöglichkeiten einige markante herausgegriffen und erläutert werden.

Messungen an Verstärkern

Bei Untersuchungen von verstärkenden Vierpolen interessieren außer der Frequenzabhängigkeit oder Selektivität der Verstärkung weitere Parameter wie Rauschabstand, Linearität, Aussteuerbereich, Belastungsabhängigkeit usw. Voraussetzung dafür ist die Verwendung eines HF-dichten und amplitudenmäßig definiert regelbaren Generators. Bei der Messung der Verstärkung mit Eichleitungen (Bild 4) wird das Substitutionsverfahren angewendet. Es muß dabei berücksichtigt werden, daß die Eichleitung möglichst mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen wird, damit die Betriebsdämpfung direkt abgelesen werden kann. Ist dies nicht möglich, so gibt es rechnerische Lösungen über die Fehlanpassungsfunktion. Die Eichleitung wird vor den Verstärker geschaltet und die Dämpfung so eingestellt, daß die Ausgangsspannung am Verstärker gleich der Klemmspannung an der Eichleitung ist ($U_1 = U_a$). Die Verstärkung ist dann gleich der eingeschalteten Dämpfung. Diese Messungen setzen einen amplitudenstabilen und bei Selektivmessungen auch frequenzstabilen Generator voraus.

Eine interessante Anwendung im Rahmen der Verstärkerüberprüfung ergibt sich aus der Modulierbarkeit des Generators mit Sägezahnspannungen, wodurch eine einfache Überprüfung geregelter Verstärker ermöglicht wird. Durch Modulation des Trägers mit einer sägezahnähnlichen Spannung (z. B. Ablenkspannung eines geeigneten Oszillografen) erhält man periodisch ansteigende Trägeramplituden. Gibt man diese auf den Eingang des zu untersuchenden Verstärkers oder Empfängers und oszillografiert die Ausgangsspannung, kann man die Regeleigenschaften (z. B. Fadingregelung) in einfacher Weise beurteilen bzw. entsprechende Abgleicharbeiten durchführen. Es kann auch das demodulierte Signal zur Beurteilung herangezogen werden (Bild 5).

Im Bild 6 ist die Sägezahnmodulation bei verschiedenen Frequenzen dargestellt. Bild 7 zeigt den Verlauf der HF-Spannung am Ausgang der Regelschaltung. Der sich einstellende horizontale Verlauf der HF-Amplitude im Bild 7a zeigt, daß die Regelschaltung auf Grund der kurzen Regelzeitkonstante von 0,1 s wirksam ist. Aus den Bildern 7b und 7c ist ersichtlich, daß die sägezahnförmige Veränderung der Trägeramplitude bei höherer Regelzeitkonstante nur noch teilweise bzw. nicht mehr ausgeregelt werden kann. Die genannten Messungen wurden am Allwellenempfänger Typ 188 durchgeführt und der ZF-Ausgang für das Oszillogramm benutzt.

Dämpfungsmessungen

Die Dämpfungsmessung von Vierpolen kann mittels Eichleitung nach dem Vergleichsverfahren durchgeführt werden (Bild 8). Auch hier gilt wieder, daß die Eichleitung möglichst mit ihrem Wellenwiderstand abzuschließen ist. Der Spannungsvergleich wird mit Hilfe eines Anzeigeempfängers durchgeführt, dabei sollte der Eingangswiderstand R_e des Empfängers sehr groß gegenüber dem Wellenwiderstand Z sein. Bei Spannungsgleichheit an der Meßobjekt- und an der Eichleitungsseite herrscht Dämpfungsgleichheit.

Empfindlichkeitsmessungen

Die Fähigkeit eines Empfängers, schwache Signale von Eigenstörungen zu unterscheiden und unabhängig von diesen wiederzugeben, wird in der Empfindlichkeitsangabe zum Ausdruck gebracht. Im allgemeinen wird als Maß für die Empfindlichkeit die für die Erreichung eines bestimmten Mindeststörabstandes nötige HF-Signalspannung angegeben, z. B. 5 μV bei 30 % AM für 20 dB Störabstand. Bei Rundfunkempfängern wird oft nur die Verstärkung als Empfindlichkeitsmaß genannt, z. B. 10 μV HF-Signalspannung für 50 mW Ausgangsleistung.

Empfindlichkeitsmessungen an Empfängern setzen einen frequenz- und amplitudenstabilen Generator voraus, dessen Amplitude auf Werte unterhalb der Grenzempfindlichkeit eingestellt werden kann (Bild 9).

Verzerrungsmessungen

Verzerrungen des modulierten HF-Signals oder des Nachrichteninhalts können außer beim Modulationsvorgang selbst bei der Übertragung über eine Schaltung (Vierpol) entstehen, deren Eigenschaften „verzerrend" frequenzabhängig sind.

Aus der Grundgleichung der modulierten Schwingung

$$s = A\,(1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t$$

erhält man durch trigonometrische Umformung die Spektrumsgleichung der modulierten Schwingung

$$s = A \cos \Omega t + \frac{m}{2} A \cos (\Omega + \omega) t + \frac{m}{2} A \cos (\Omega - \omega) t$$

Darin bedeuten

$A \cos \Omega t \triangleq$ Trägerschwingung mit der Kreisfrequenz Ω

$m/2\, A \cos (\Omega \pm \omega) t \triangleq$ Seitenschwingungen mit den Seitenfrequenzen $\Omega + \omega$ und $\Omega - \omega$

$m \triangleq$ Modulationsgrad

Durchläuft das Signal in Form der oben gezeigten modulierten Schwingung eine verzerrungsfreie Schaltung (frequenzunabhängiges Dämpfungsmaß, frequenzproportional zunehmendes Phasenmaß, d. h. gleiche Laufzeit), so werden die Größen aller Zeiger entsprechend der Zeigerdarstellung einer modulierten Schwingung im gleichen Verhältnis geändert. Die Phasen sind gegen den Trägerzeiger um den gleichen Betrag verschoben (Laufzeit). Wird aber eine unsymmetrische Dämpfung der Seitenschwingungen verursacht (bei symmetrisch gebliebener Phasenlage), so durchläuft die Resultierende der Seitenschwingungen eine Ellipse, wobei deren große Achse in Richtung des Trägers liegt. Es entsteht Phasenmodulation.

Bei zusätzlicher Phasenunsymmetrie infolge nichtlinearen Phasenganges des Vierpols bzw. frequenzabhängiger Laufzeit durchläuft der resultierende Zeiger für die Seitenschwingungen eine schiefstehende Ellipse. Im allgemeinsten Fall kommen Amplituden- und Phasenunsymmetrie zusammen; das Minimum der Gesamtschwingung erreicht bei voller Modulation nicht mehr Null, und die Gesamtschwingung führt starke Phasenpendelungen aus.

Amplituden- und Phasenunsymmetrien haben eine Verzerrung der Hüllkurve zur Folge, die durch Klirrfaktormessung ermittelt werden kann. Sollen die Modulationsverzerrungen an bestimmten Vierpolen untersucht und ermittelt werden, so ist dazu ein klirrarm modulierbarer Generator für den betreffenden Frequenzbereich, ein klirrarmer Demodulator und ein Klirrfaktormesser nötig.

Bild 10 zeigt die Gerätezusammenstellung.

Impulsmodulation und Messung des Einschwingverhaltens

Der für Sinusmodulation entwickelte HF-Meßgenerator Typ 2510 eignet sich im bestimmten Maße auch zur Impulsmodulation. Der Modulationsgrad kann bei Modulation mit Rechteckimpulsen und einem Tastverhältnis von 1:1 bis etwa 100 % erhöht werden. Man kommt so zur Amplitudentastung der HF-Spannung, die als Modulation eines Trägers mit dem niederfrequenten Tastzeichen ausgelegt werden kann. Wendet man die sogenannte Harttastung – Tastzeichen rechteckig, sehr steile Flanken, relativ breites Spektrum – an, läßt sich über die Verformung der getasteten Schwingung das Einschwingverhalten von Vierpolen (Verstärker, Filter usw.) bei größerer Einschwingzeit erfassen. Benutzt man Tastzeichen mit Anstiegs- und Abfallzeiten $< 0{,}5\ \mu s$, so ergeben sich für m = 90 % und 1 kHz Tastfrequenz folgende Anstiegs- und Abfallzeiten der HF-Impulse (an einem Gerät gemessen):

	Anstiegszeit	Abfallzeit
30 kHz	66 μs	33 μs
300 kHz	17 μs	60 μs
3 MHz	2,7 μs	7 μs

Die zur Stabilisierung der Modulationstiefe eingebaute Regelschaltung verur-

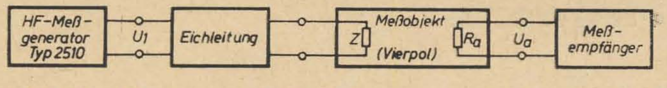


Bild 4: Verstärkungsmessung mit Eichleitung

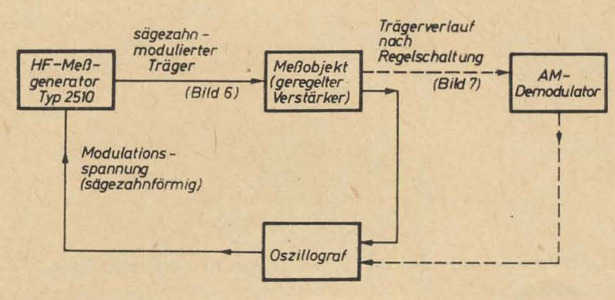


Bild 5: Überprüfung der Regeleigenschaften von Verstärkern mit Sägezahnmodulation

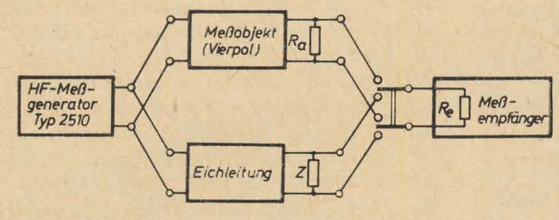


Bild 8: Dämpfungsmessung mit Eichleitung

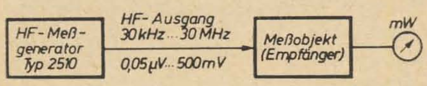


Bild 9: Messung der Grenzempfindlichkeit von Empfängerschaltungen

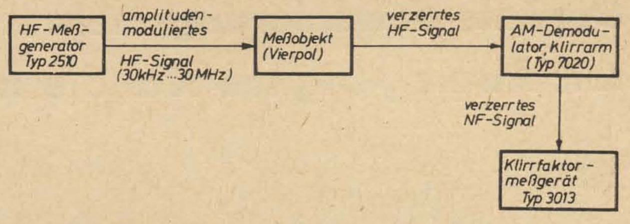


Bild 10: Messung des Klirrfaktors der Hüllkurve amplitudenmodulierter HF-Signale

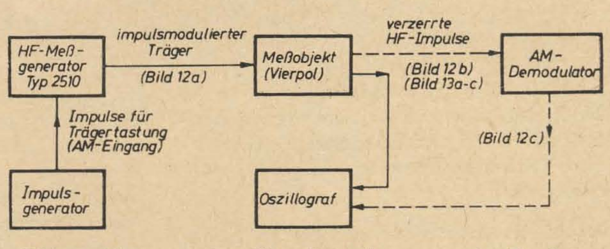


Bild 14: Messung und oszillografische Auswertung des Einschwingverhaltens von Vierpolen

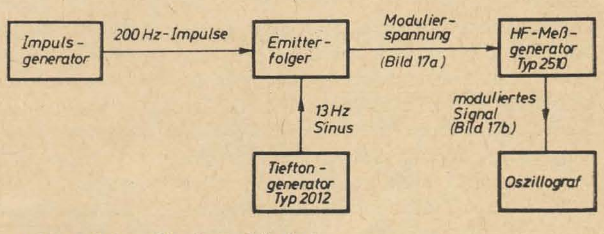


Bild 16: Pulsamplitudenmodulation

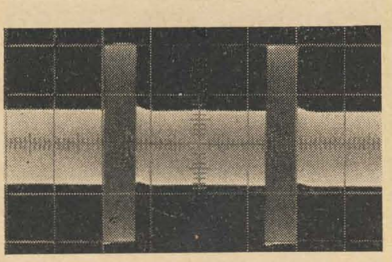


Bild 15: Impulsmodulation, Trägerfrequenz: 6,5 MHz, Modulationsfrequenz: 2 kHz, Tastverhältnis: 1:4

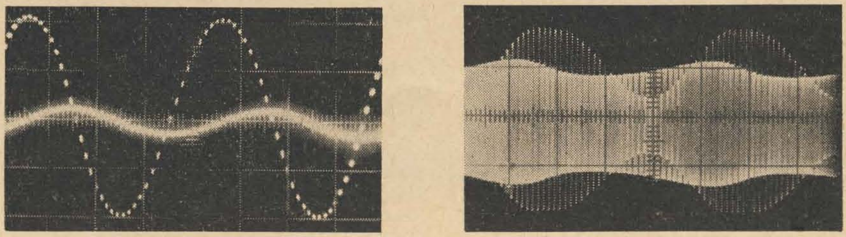


Bild 17: Pulsamplitudenmodulation, Trägerfrequenz: 3 MHz, Pulsfrequenz: 200 kHz, Tastverhältnis 1:4, Modulationsfrequenz: 13 Hz,
a) Modulierspannung für Träger, b) moduliertes Signal

sacht dabei ein geringes Überschwingen. Bild 11 verdeutlicht bei einem zu klein eingestellten Verhältnis von Trägerfrequenz zu Modulationsfrequenz (40:1) diese Überschwingungen. Bei größerem Modulationsfrequenzabstand stört dieser Effekt bei Einschwinguntersuchungen in vielen Fällen überhaupt nicht mehr. Bei Außerbetriebsetzen dieser Regelung kann man außerdem auf Kosten der Übergangszeiten dieses Überschwingen beseitigen, allerdings wird dadurch die Impulsform wesentlich verschlechtert. Bild 12 zeigt die Impulsmodulation mit dem Tastverhältnis 1:1 und m = 100 % sowie die Impulsverformung durch die Einschwingzeit eines Schwingkreises. Mit derartigen Impulsen (Bild 13) wurde der Allwellenempfänger Typ 188 hinsichtlich Einschwinverhalten und Wirkung der Bandbreitenumschaltung überprüft. Die bedingte Eignung zur Impulsmodulation beim Typ 2510 kann in vielen Fällen zur Beurteilung der Verzerrung bzw. Einschwingzeit von Vierpolen oder Selektionsgliedern dienen (Bild 14). Die oszillografische Auswertung (Einschwingzeit) erfolgt entweder von den HF-Impulsen ausgehend direkt oder über eine klirrarme Impuls-Demodulation (s. Bilder 12b, 12c). Im Rahmen der Untersuchungen am Generator Typ 2510 wurden außerdem Modulationsversuche mit kurzen Impulsen gemacht (Bild 15). Beim Tastverhältnis von z. B. 1:4 ist allerdings nur eine Modulation bis m = 60 % möglich. Bei m > 60 % wird der Verstärker im Typ 2510 übersteuert, die Amplitude wird zu groß geregelt, da der HF-Mittelwert im Gerät stabilisiert wird. Mit dieser Einschränkung wurde eine Pulsamplitudenmodulation durch Änderung der Betriebsspannung einer zwischengeschalteten Emitterfolgerstufe erprobt (Bild 16). Die Bilder 17a und 17b zeigen die mit der im Bild 16 dargestellten Blockschaltung erreichten Ergebnisse.

Einsatz zur Erprobung von Signalübertragungssystemen

Auf Grund der Modulationseigenschaften ist der HF-Generator Typ 2510 zusammen mit einem AM-Demodulator (z. B. Typ 7020, noch in Entwicklung) zur Erprobung geträgerter Fernmeß- und Regelsysteme als Meßmittel einsetzbar. Um eine störungsfreie und entfernte Übertragung z. B. eines Regelsignals zu gewährleisten, ist es mitunter notwendig, dieses einem HF-Träger aufzumodulieren und am Stellort wieder klirrarm zu demodulieren. Die Demodulation mit dem Typ 7020 ermöglicht eine klirrarme Abgabe des NF-Signals und zusätzlich die Abgabe einer trägerproportionalen Gleichspannung, die ebenfalls für Regelzwecke zur Verfügung steht.

Bei fernwirktechnischen Untersuchungen und Erprobung von Regelsystemen können die genannten Geräte eine Hilfe bei der Lösung der Aufgaben darstellen.

Digitale Summierung mehrerer Meßwerte mit Analog-Digital-Wandlern

Dipl.-Ing. W. KISS

Mitteilung aus dem Applikationslabor für Meßgeräte im VEB Funkwerk Erfurt

Eine Summierung mehrerer Meßwerte im Meßgerät selbst ist in zwei verschiedenartigen Fällen zur Einsparung aufwendiger Meßwertaufbereitungsorgane wünschenswert:

1. bei stochastisch schwankenden Signalen, die eine Mittelwertmessung über längere Zeitintervalle notwendig machen
2. bei der Notwendigkeit einer Summierung der Meßwerte verschiedener Meßstellen

Die hier beschriebene Methode eignet sich für digitale Meßgeräte, die den Meßwert in eine Impulszahl umsetzen, die in einem Zähler aufsummiert wird. Der Zähler darf dabei nicht in einem Rückführungszweig liegen. Solche Geräte sind z. B. nach dem Verfahren der Sägezahnverschlüsselung arbeitende Digitalvoltmeter, Geradeauszähler, Frequenzmesser u. a.

Der normale Funktionsablauf eines digitalen Meßgerätes enthält folgende Momente:

Start des Meßzyklus,
Rückstellung des Meßwertzählers,
Meßvorgang und
Abgabe eines Triggerimpulses (Druckbefehl).

Die Summierung der Meßwerte kann sehr einfach durch Auslassen der Rückstellung des Meßwertzählers erfolgen.

Wirkungsweise

Um das Meßgerät möglichst nicht zu verändern, wurde bei der hier beschriebenen Erprobung am Analog-Digitalumsetzer Typ 4013 des VEB Funkwerk Erfurt die nachstehende Variante gewählt (Bild 1).

Der erste Druckbefehl der aufzusummierenden Meßwertreihe stellt einen Zähler (voreinstellbare Zähldekade) im Zusatz auf einen vorwählbaren Wert. Jeder weitere Druckbefehl stellt den Zähler um 1 weiter. Während dieser Zeit wird die Rückstellung im Meßgerät unterbrochen, so daß keine Rückstellung des Meßwertzählers erfolgt. Wenn der Zählerstand seinen Maximalwert erreicht hat, wird die Rückstelleitung frei und ein Druckbefehl an den Meßwertdrucker (o. a. angeschlossene Geräte) abgegeben. Sobald der nächste Meßzyklus beginnt, wirkt die Rückstellung des Meßwertzählers im Meßgerät. Damit beginnt eine neue Summierung. Die Anzahl der jeweils aufzusummierenden Meßwerte hängt also nur vom vorgewählten Wert des Zählers im Zusatz ab. Bei dieser Variante braucht lediglich die Rückstelleitung des Meßwertzählers an eine Buchse des Meßgerätes geführt zu werden.

Durch eine entsprechende Logikschaltung können folgende Betriebsarten eingestellt werden:

● Das Meßgerät gibt den Takt der Meßzyklen vor; die Meßreihen schließen sich ohne Pause eine an die andere an.

● Ein Taktgeber im Zusatz gibt den Takt der Meßzyklen vor; die Meßreihen werden von außen ausgelöst.

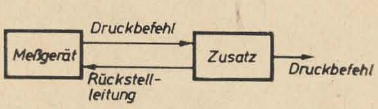


Bild 1: Zusammenwirken von Meßgerät und Zusatz

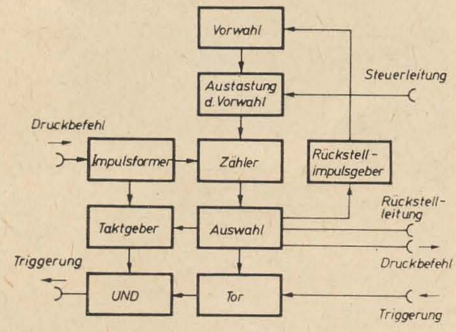


Bild 2: Blockschaltbild des Zusatzes

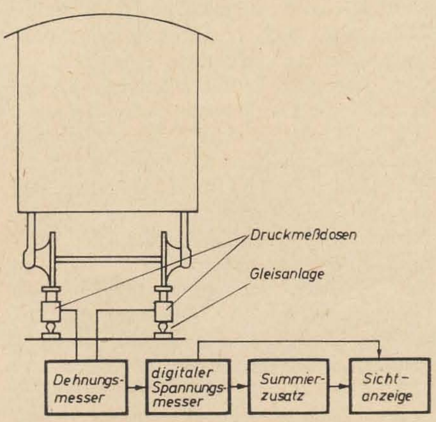


Bild 3: Messung der Achslasten

● Der Takt der Meßzyklen und die Meßreihen werden von außen vorgegeben.

Außerdem kann durch eine elektrische Steuerung die Summierung unterbrochen werden, so daß eine Einzelwertmessung erfolgt. Bild 2 zeigt das Blockschaltbild des Zusatzes.

Der erste Druckbefehl einer Meßreihe stellt über den Impulsformer den Zähler auf 0. Durch die Auswahlschaltung wird der Rückstellimpulsgeber angesteuert und bewirkt über die Vorwahl eine Voreinstellung des Zählers. Gleichzeitig erdet die Auswahlschaltung die Rückstelleitung und gibt den Taktgeber frei. Der Impulsformer stößt außerdem den Taktgeber an, der entsprechend der eingestellten Verzögerung einen Triggerimpuls abgibt. Dieser Triggerimpuls gelangt über die UND-Schaltung an den Triggerausgang und gibt den Startbefehl für den nächsten Meßzyklus. Jeder weitere Druckbefehl stellt den Zähler um 1 weiter. Wenn der Zähler von Stellung 8 auf Stellung 9 springt, sperrt die Auswahlschaltung den Taktgeber und gibt einen Druckbefehl ab. Die Erdung der Rückstelleitung wird aufgehoben. Über den Triggereingang kann ein Impuls auf die UND-Schaltung gelangen, solange der Zähler in Stellung 9 steht und dadurch die Auswahlschaltung das Tor geöffnet hält.

Durch Erdung der Steuerleitung wird die Vorwahl des Zählers zwangsweise in Stellung 8 gebracht, so daß vor jeder Messung rückgestellt wird und damit eine Einzelwertmessung erfolgen kann, ohne den Zusatz vom Meßgerät zu trennen.

Anwendung

Der Zusatz kann im Zusammenhang mit digitalen Spannungsmessern vom Typ 4013a, Typ 3525a oder Typ 4015 z. B. zur Messung von Achslasten durch Summierung der beiden Radlasten dienen (Bild 3).

Bei stark schwankenden Signalen, wie sie bei Feldstärkemessungen oder bei der Spektrometrie auftreten, kann durch mehrfaches Messen desselben Signals und Summierung der Meßwerte der mittlere Fehler entschieden verkleinert werden.

Bei der Verwendung des Zusatzes im Zusammenhang mit elektronischen Zählern (z. B. Typ 3514) können auf entsprechende Weise u. a. Periodendauermessungen über 2···100 Perioden durchgeführt oder die Zeitbasis auf 2···100 s erweitert werden.

Elektronenstrahlumschalter mit niedrigem Aufwand

G. GRAICHEN

Mitteilung aus dem Institut für allgemeine Elektrotechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Oft besteht die Notwendigkeit, mehrere Vorgänge gleichzeitig auf dem Bildschirm eines Oszillografen sichtbar zu machen. Dies kann einmal mit Mehrstrahloszillografen und zum anderen durch Einstrahloszillografen mit vorgeschaltetem Umschalter geschehen. Der im folgenden beschriebene Elektronenstrahlumschalter ermöglicht die Abbildung zweier Vorgänge auf dem Bildschirm eines Einstrahloszillografen. Er zeichnet sich durch sehr geringen Aufwand, breites Anwendungsgebiet, hohe Funktionssicherheit und niedrige Betriebskosten aus.

Allgemeines

Ein Elektronenstrahlumschalter, der die Vorgänge Y_1 und Y_2 im Wechsel an den Eingang des Vertikalverstärkers eines Oszillografen schaltet, muß mit einer Frequenz größer 25 Hz betrieben werden, damit für den Betrachter zwei stehende Bilder entstehen. Um das Überspringen des Strahles zwischen den beiden Vorgängen unsichtbar zu machen, ist dafür zu sorgen, daß der Strahl während des Umschaltens dunkelgetastet wird.
Als Lösungsmöglichkeit sind in der Literatur vorrangig elektronische Schaltungen beschrieben worden. Sie sind meist recht aufwendig und sollen in diesem Zusammenhang nicht näher untersucht werden. Das gleiche gilt für Elektronenstrahlumschalter mit Relais, die durch elektronische Schaltungen, z. B. astabile Multivibratoren, angesteuert werden. Eine Variante, die ohne elektronische Mittel auskommt, ist in [1] untersucht und labormäßig aufgebaut worden. Zwei parallelgeschaltete gepolte Relais werden direkt von der Sekundärspannung eines Netztransformators angesteuert, wobei Rel. 1 die Strahlumschaltung und Rel. 2 die Dunkeltastung besorgen. Die Dunkeltastspannung wird durch Einweggleichrichtung erzeugt. Ein wesentlicher Nachteil dieser Lösung ist die Tatsache, daß Rel. 2 so justiert werden muß, daß die Umschaltzeiten, einschließlich Prellzeiten, von Rel. 1 vollständig in der Umschaltzeit von Rel. 2 enthalten sind.
Für den Entwurf der im folgenden beschriebenen Schaltungsvariante eines Elektronenstrahlumschalters bestanden die Forderungen nach direktem Netzanschluß ohne Zwischenschaltung eines Transformators und nach Verwendung nur eines Relais, wobei die Dunkeltastung durch geeignete Phasendrehglieder zu realisieren war. Für einen Vorgang waren Spannungsteilung und Vertikalverschiebung vorzusehen. Bei der Lösung mußten die Sicherheitsbestimmungen hinsichtlich Berührungsschutz eingehalten werden.

Dimensionierung der Funktionsgruppen

E r z e u g u n g d e r D u n k e l t a s t s p a n n u n g

Für die prinzipielle Lösung des Problems wird vorausgesetzt, daß das den Strahl umschaltende Relais phasengleich mit der Netzwechselspannung schaltet. Dies bedeutet, daß in jedem Nulldurchgang der Wechselspannung eine Dunkeltastung des Oszillografen erfolgen und die Dunkeltastspannung die doppelte Netzfrequenz haben muß. Da die üblichen Netzanschlüsse keine gleichwertigen Pole besitzen (Null und Phase können willkürlich vertauscht sein), die Dunkeltastspannung aber bezüglich des Schutzleiters (Erde oder Null) zur Verfügung stehen muß, ist die Erzeugung einer von der Lage von Null und Phase unabhängigen Eingangsspannung u_E notwendig. Zwei Phasendrehglieder ($+\pi/2$ und $-\pi/2$) sorgen für zwei Spannungen u_A, die um π gegeneinander phasenverschoben sind. Trennt man mit zwei Dioden Halbwellen gleicher Polarität ab, so erhält man bezüglich des Schutzleiters eine pulsierende Gleichspannung mit einer Frequenz von 100 Hz. Die für die Dimensionierung des Elektronenstrahlumschalters wesentlichen Zeitfunktionen sind im Bild 1 zusammengestellt.

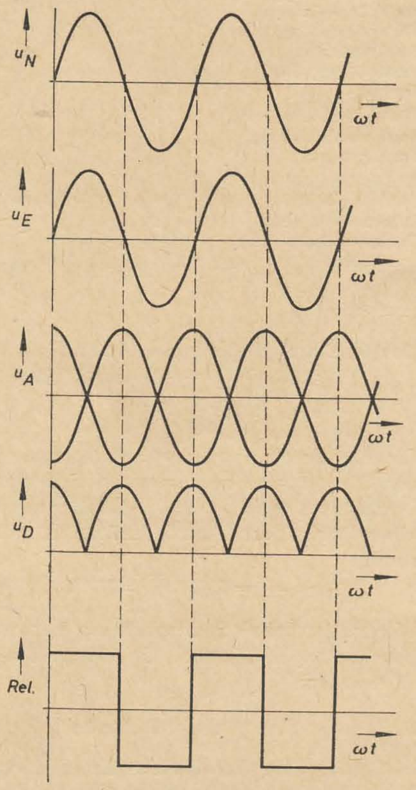


Bild 1: Für die Dimensionierung des Elektronenstrahlumschalters wichtige Zeitfunktionen

Symmetrierung des Netzanschlusses

Die Symmetrierung erfolgt aus Leistungsgründen zweckmäßig mit Kondensatoren (s. Bild 2); diese müssen relativ große Kapazitätswerte besitzen, damit die nachfolgende Schaltung mit eingeprägter Spannung betrieben werden kann. Gewählt werden $C_S = 1\,\mu F$. Die Widerstände $R_C = 1\,M\Omega$ (gewählt) haben auf die Symmetrierung nur einen vernachlässigbar kleinen Einfluß; sie dienen lediglich zur Entladung der Kondensatoren C_S. Die komplexe Rechnung liefert

$$U_E = \frac{1}{2} U_N \qquad (1)$$

$$\varphi_E = \varphi_N = 0 \qquad (2)$$

Phasendrehglieder

Die Phasendrehglieder müssen zwei bezüglich u_E (t) um 90° vor- bzw. nacheilende erdsymmetrische gleich große Spannungen erzeugen. Die Schaltungen sind auf den Bildern 3 und 4 dargestellt. Die Ein- und Ausgangswiderstände beider Netzwerke sollen betragsmäßig gleich sein. Der Ausgangswiderstand soll größer 10 kΩ sein, damit für die Dunkeltastung kein Begrenzungswiderstand vorgesehen zu werden braucht. Die komplexe Rech-

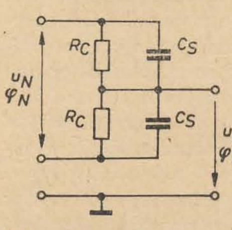


Bild 2: Symmetrierung des Netzanschlusses

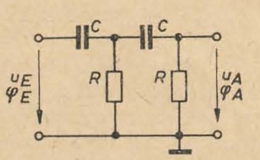


Bild 3: Phasendrehglied für eine Phasenverschiebung von $+\pi/2$

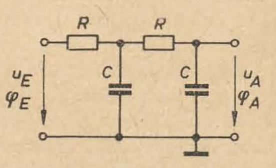


Bild 4: Phasendrehglied für eine Phasenverschiebung von $-\pi/2$

nung liefert für die Schaltung nach Bild 3

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{(\omega C R)^2}{\sqrt{[1 - (\omega C R)^2]^2 + 9 (\omega C R)^2}} \qquad (3)$$

$$\varphi_A = \pi - \operatorname{arctg} \frac{3 \omega C R}{1 - (\omega C R)^2} \Big| \text{ voreilend} \qquad (4)$$

und für die Schaltung nach Bild 4

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{\sqrt{[1 - (\omega C R)^2]^2 + 9 (\omega C R)^2}} \qquad (5)$$

$$\varphi_A = - \operatorname{arctg} \frac{3 \omega C R}{1 - (\omega C R)^2} \Big| \text{ nacheilend} \qquad (6)$$

Aus den Gln. (4) und (6) erhält man die Bedingung für die Einhaltung der geforderten Phasenverschiebungen zu

$$\operatorname{arctg} \frac{3 \omega C R}{1 - (\omega C R)^2} = \frac{\pi}{2} \qquad (7)$$

Elementare Umrechnungen führen zu

$$C R = \frac{1}{\omega} = 3{,}18 \text{ ms} \qquad (8)$$

für $f_N = 50$ Hz.
Führt man Gl. (8) in die Gln. (3) und (5) ein, so ergibt sich für beide Fälle

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{1}{3} \qquad (9)$$

oder mit Gl. (1)

$$U_A = \frac{1}{6} U_N = 36{,}7 \text{ V} \qquad (10)$$

für $U_N = 220$ V. Diese Spannung reicht zur Dunkeltastung von handelsüblichen Oszillografen aus und liegt unterhalb der maximal zulässigen Berührungsspannung.
Nach Gl. (8) müssen die Phasendrehglieder gemäß

$$R = \frac{1}{\omega C} \qquad (11)$$

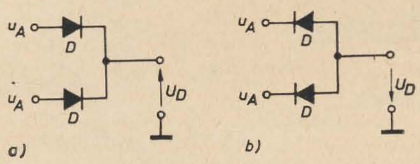
dimensioniert werden. Berechnet man unter dieser Voraussetzung den Ausgangswiderstand der Phasendrehglieder bei kurzgeschlossenem Eingang, so erhält man für beide Fälle

$$|Z_A| = \frac{R}{3} \sqrt{5}. \qquad (12)$$

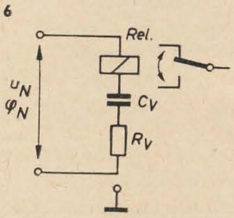
Aus $|Z_A| \geqq 10$ kΩ ergibt sich $R \geqq 13{,}4$ kΩ. Dieser Wert wird bei Berechnung der Schaltungsparameter nach Gl. (8) eingehalten. Als zweckmäßige Normwerte bieten sich $R = 33$ kΩ und $C = 0{,}1$ μF an. Wie sich unter Beachtung von Gl. (11) überlegungsmäßig leicht erkennen läßt, sind bei der gewählten Dimensionierung auch die Eingangswiderstände beider Phasendrehglieder betragsmäßig gleich.

Auswahl der Dunkeltastspannung

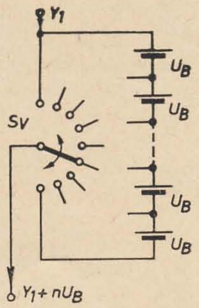
Die Dunkeltastung eines Oszillografen erfolgt meist an der Katode der Bildröhre; für diesen Fall ist eine positive Dunkeltastspannung notwendig (Bild 5a). Für Dunkeltastung am Steuergitter der Bildröhre werden negative Spannungen (Bild 5b) benötigt. Sollen beide Spannungen wahlweise zur Verfügung stehen, sind die Dioden durch einen geeigneten Schalter umschaltbar anzuschließen.
Auf Grund des Innenwiderstandes der Phasendrehglieder $|Z_A| = 24{,}5$ kΩ ergibt



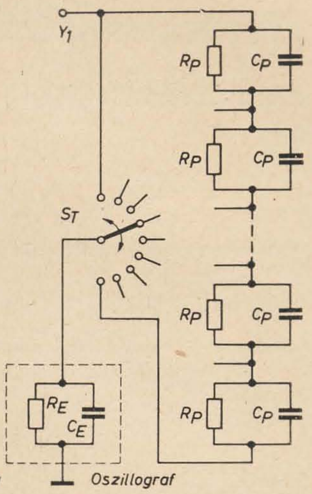
5



6



8



7

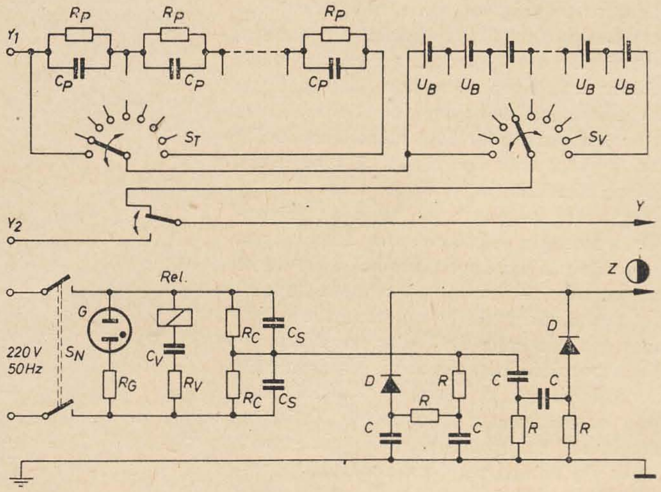
Bild 5 Diodenschaltung zur Abtrennung der Dunkeltastspannung a) für positive pulsierende Gleichspannung, b) für negative pulsierende Gleichspannung

Bild 6: Schaltung zur Ansteuerung eines gepolten Relais mit Netzwechselspannung

Bild 7: Frequenzunabhängig kompensierter Spannungsteiler zur Amplitudenverminderung des Signals Y_1

Bild 8: Schaltung zur Vertikalverschiebung des Signals Y_1

Bild 9: Gesamtschaltung des Laboraufbaus eines Elektronenstrahlumschalters ▶



sich im Kurzschlußfall ein Maximalstrom

$$\hat{i}_D = \frac{\sqrt{2}\, U_A}{|Z_A|} = 2{,}1 \text{ mA} \qquad (13)$$

Für die Berechnung der Sperrspannung der Dioden wird angenommen, daß der Dunkeltasteingang des Oszillografen einen kapazitiven Anteil besitzt. Es gilt somit

$$U_{DSp\,max} = 2 \sqrt{2} U_A = 104 \text{ V} \qquad (14)$$

Wegen der hohen Sperrspannung müssen Germaniumgleichrichter GY 104 eingesetzt werden.

Ansteuerung des Relais

In [1] ist eine ausführliche Betrachtung über die Eignung verschiedener Relaistypen als Strahlumschalter enthalten. Berücksichtigt wurden insbesondere Schalteigenschaften und Kontaktkapazitäten. Ausgewählt wurde das gepolte Chopperrelais A 4 g/21. Dieser Typ wird den folgenden Betrachtungen zugrunde gelegt. Als Mittelwerte der Induktivität und des Spulenwiderstandes wurden $L = 77$ H und $R_L = 5{,}1$ kΩ gemessen. Da der Erregerstrom auf $I_{eff} = 1$ mA zu begrenzen war, wurde $R_V = 220$ kΩ gewählt. Zur Korrektur der Phasenlage des Umschaltens dient $C_V = 0{,}22$ μF. Dieser Wert ist experimentell ermittelt worden. Eine Berechnung des Verhaltens der Schaltung nach Bild 6 bereitet Schwierigkeiten, da die Induktivität nichtlinear ist und die Schaltzeiten kaum exakt zu erfassen sind. Für näheres Studium sei auf [3] verwiesen. Die komplexe Rechnung liefert deshalb lediglich Richtwerte, mit denen das Ergebnis kontrolliert werden kann:

$$I = \frac{U_N}{|Z|} \qquad (15)$$

$$|Z| = \sqrt{(R_V + R_L)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_V}\right)^2} \qquad (16)$$

$$\varphi_I = - \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C_V}}{R_V + R_L} \qquad (17)$$

Mit den gewählten Werten erhält man $I \approx 750$ μA, und $\varphi_I = -5{,}7°$ befindet sich also außerhalb des an sich erwarteten Resonanzfalles.

Spannungsteiler für Vorgang Y_1

Um die Abbildung zweier Vorgänge auf dem Bildschirm des Oszillografen mit Hilfe des entworfenen Umschalters nicht auf Vorgänge mit annähernd gleichen Amplituden beschränken zu müssen, ist es zweckmäßig, die größere Amplitude durch

Spannungsteilung der kleineren anzugleichen. Dies kann mit einer Anordnung nach Bild 7 geschehen. Die Theorie derartiger Spannungsteiler ist in [2] ausführlich abgehandelt, hier sei lediglich vermerkt, daß die Zeitkonstanten der Einzelglieder für frequenzunabhängige Kompensation, was erwünscht ist, gleich sein müssen. Der Betrag wird durch die Komponenten des Eingangswiderstandes des Vertikalverstärkers des Oszillografen festgelegt, wobei sinnvoll noch eine Kabelkapazität einzubeziehen ist. Als Mittelwerte für verschiedene Oszillografen werden $R_E = 1\,M\Omega$ und $C_E = 30\,pF + 70\,pF$ Kabelkapazität angesetzt. Damit ergeben sich als zweckmäßige Werte für den Spannungsteiler $R_P = 1\,M\Omega$ und $C_P = 100\,pF$.

Vertikalverschiebung von Vorgang Y_1

Insbesondere bei der Untersuchung von Schaltvorgängen in der Digitaltechnik (z. B. Ein- und Ausgangssignal einer Flip-Flop-Stufe) kommt es vor, daß beide zu betrachtende Vorgänge den gleichen Spannungspegel haben. Dies würde ein Ineinanderschreiben der Signale Y_1 und Y_2 zur Folge haben. Um dies zu vermeiden, wird Vorgang Y_1 mit einer Schaltung nach Bild 8 vertikal verschoben. Die beiden Signale werden dadurch untereinander abgebildet und sind einer Auswertung wesentlich besser zugänglich.
Die zur Verschiebung benötigte Gleichspannung kann ohne Verwendung eines Transformators nicht erdfrei erzeugt werden. Der Nachteil des dadurch notwendigen Einsatzes von Batterien ist jedoch unwesentlich, wenn man die äußerst geringe Belastung in Rechnung stellt, wodurch sich eine hohe Lebensdauer ergibt. Bei Verwendung von handelsüblichen 2-V-Bleiakkumulatoren kann eine leicht mögliche Nachladung die Lebensdauer noch ganz wesentlich erhöhen.

Gesamtschaltung

Die Gesamtschaltung des Elektronenstrahlumschalters zeigt Bild 9. Die Schaltung ist für eine positive Dunkeltastspannung aufgezeichnet. Als Vorwiderstand für die Netzkontrollampe sind etwa 100 kΩ einzusetzen. Eine Sicherung ist nicht notwendig.

Erprobungsergebnisse

Der Elektronenstrahlumschalter arbeitete im Rahmen der zulässigen Toleranzen ($U_N {}^{+5}_{-15}\%$, $f_N \pm 2\%$, $R \pm 10\%$, $C \pm 20\%$) normal. Die Relais A4g/21 können ohne nachträgliches Justieren eingesetzt werden. Während der Einbau der Batterien zur Vertikalverschiebung unkritisch ist, sind für den Spannungsteiler und die meist relativ langen Zuleitungen geeignete Abschirmungen vorzusehen. Die zulässige Minimalfrequenz der abzubildenden Vorgänge wird durch die Netzfrequenz bestimmt, sie liegt bei etwa 120 bis 150 Hz. Die Maximalfrequenz wird durch die Schalt- und Kontaktkapazitäten begrenzt. Jitterfreie Rechteckimpulsfolgen mit einer Frequenz größer 1 MHz und sinusförmige Signale über 30 MHz zeigten noch keine merklichen Verzerrungen. Bei taktgesteuerten Signalen ist eine Synchronisation des Oszillografen leicht möglich. Sind die Frequenzen der beiden Signale nicht „verkoppelt", kann die Synchronisation des Oszillografen insbesondere bei größeren Frequenzverhältnissen Schwierigkeiten bereiten. Daraus und aus der Tatsache, daß die Kippfrequenz des Oszillografen fest vergeben ist, resultiert eine Begrenzung des Frequenzverhältnisses der abzubildenden Vorgänge, wenn beide Signale deutlich dargestellt werden sollen. Für die abzubildenden Signale muß ein gemeinsamer Bezugspunkt hergestellt und mit dem Masseanschluß verbunden werden können.
Wird dem Umschaltrelais noch ein zweites Relais parallelgeschaltet (R_V und C_V ändern sich!), so können z. B. mit Hilfe eines Duoskops vier Vorgänge gleichzeitig sichtbar gemacht werden.
Die Leistungsaufnahme des Gerätes ist äußerst gering. Sie beträgt etwa 8 bis 9 W, wobei der weitaus überwiegende Teil kapazitive Blindleistung ist.
Die Belastung der Relaiskontakte ist sehr niedrig, was eine hohe Lebensdauer zur Folge hat.

Literatur

[1] Bellmann, V.: Entwurf von Elektronenstrahlumschaltern mit Hilfe von Relais; unveröffentlichte Ingenieurarbeit. Ing.-Schule für Elektrotechnik, Mittweida

[2] Thiele, K.: Theorie und Anwendung von Spannungsteilern. radio und fernsehen 9 (1960), H. 3, S. 86–88

[3] Siemens-Relaisdatenbuch 1966/67. Wernerwerk für Telegrafen- und Signaltechnik

[4] Katalog Gepolte Relais, Ausgabe 1966. VEB Elektroschaltgerätewerk Auerbach

[5] Katalog Halbleiter-Dioden, Halbleiter-Gleichrichter, Ausgabe 1966. VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Quarzgesteuertes Schichtdickenmeßgerät für die Dünnschichttechnologie

Dr.-Ing. V. WALTHER

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik, Dresden

Im folgenden Beitrag wird ein neuentwickeltes Meßgerät zur zerstörungsfreien Messung dünner Schichten im Vakuum vorgestellt. Es ist in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt, volltransistorisiert und nur mit Bauelementen der DDR-Produktion ausgerüstet. Die Betriebsergebnisse der bisher aufgebauten Geräte sind positiv. Für Silber beträgt die Empfindlichkeit $\varepsilon = 10\,Hz/Å$ und die maximal meßbare Schichtdicke $\Delta d_{max} = 25\,000\,Å$. Es steht eine technische Dokumentation zur Verfügung, die es Interessenten ermöglicht, die Produktion des Gerätes aufzunehmen.

Für die rationelle Herstellung von Dünnschichtelementen ist eine gute Reproduzierbarkeit der elektrischen Parameter Voraussetzung. Hierbei ist die genaue Einhaltung der Schichtdicke von Bedeutung, da die meisten elektrischen Parameter von ihr abhängen. Vielfach werden die dünnen Schichten durch Aufdampfen der Leiter- und Isolationsmaterialien im Vakuum auf ein Substrat hergestellt. Neben der Dickenmessung muß außerdem eine Steuergröße gewonnen werden, die den Aufdampfprozeß, der im Vakuum abläuft, als Funktion der Schichtdicke beeinflussen kann.

Meßprinzip

Belegt man einen Schwingquarz vom Typ eines Dickenscherschwingers mit einer Fremdmasse Δm, so wird dessen Eigenfrequenz f_0 um Δf kleiner. Diese Frequenzänderung ist bei definierter Geometrie der Meßanordnung (Abstand Quarz – Verdampferquelle, Größe der bedampften Fläche auf dem Quarz) ein Maß für die Schichtdicke der Fremdschicht auf dem Quarz.
Will man nun die Schichtdicke der auf ein Substrat aufgedampften Schicht messen, wird der Meßquarz in der Nähe des Substrats angeordnet. In der Praxis wird als sicherste Methode bei definierter Geometrie „Quelle – Substrat – Quarzhalter" die Funktion

$$\Delta d = \psi(\Delta f) \qquad (1)$$

meßtechnisch bestimmt. Die Schichtdicken Δd auf dem Substrat werden jeweils nach Beendigung einer Teilbedampfung auf dem Substrat gemessen. Hierbei wurden optische Dickenmessungen angewandt, und zwar sowohl interferometrische als auch Absorptionsmessungen. Die Frequenzänderung Δf wurde mit dem hier vorgestellten Meßgerät gemessen. Für

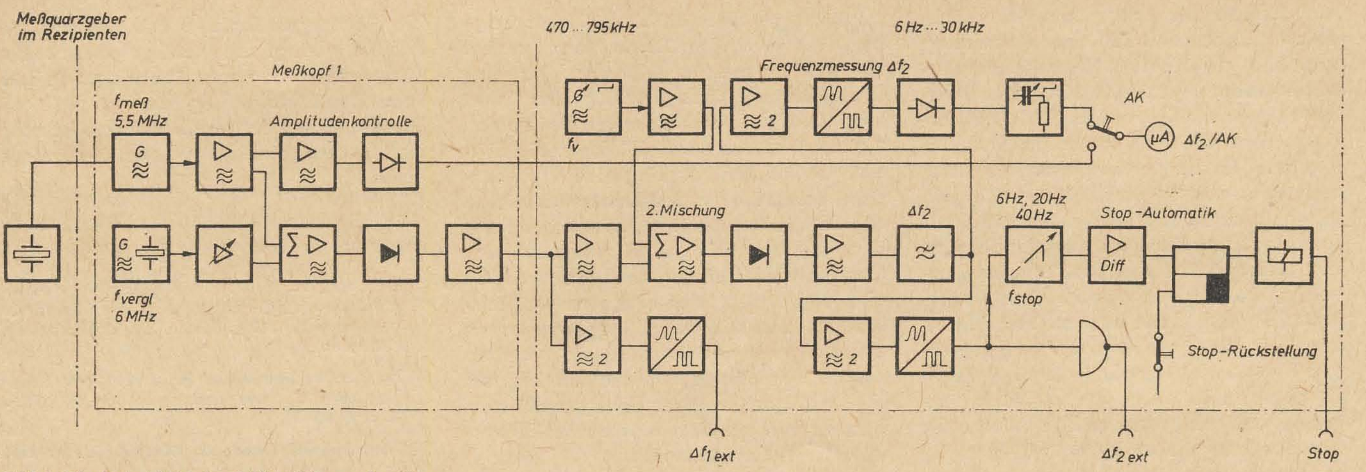


Bild 1: Blockschaltbild des Schichtdickenmeßgerätes

$\Delta f \ll f_0$ ist Gl. (1) die Gleichung einer Geraden mit der Steigung ε^{-1}

$$\Delta d = \frac{\Delta f}{\varepsilon} \quad (2)$$

Die Schichtdickenempfindlichkeit ε bestimmt sich nach

$$\varepsilon \approx \frac{f_0 (f_0 - 2 \Delta f) \varrho_{fremd} k_1}{N \varrho_Q} \quad (3)$$

f_0 ≙ Eigenfrequenz des Schwingquarzes im unbedampften Zustand
ϱ_{fremd} ≙ Dichte des Fremdmaterials
ϱ_Q ≙ Dichte des Quarzes
N ≙ Frequenzkonstante des Schwingquarzes
$k_1 \leqq 1$ ≙ dimensionsloser Faktor, nur empirisch bestimmbar, berücksichtigt das Verhältnis der bedampften Fläche auf dem Schwingquarz zur schwingenden Fläche des Schwingquarzes

Je kleiner der Blendendurchmesser einer vor dem Schwingquarz angeordneten Blende ist, um so niedriger ist k_1 und mithin auch ε. Ein niedriges ε ist bei konstanter Blende auch durch die Wahl einer niedrigeren Eigenfrequenz f_0 einstellbar. Aus Gl. (3) ist erkennbar, daß ε keine Konstante ist (gilt nur näherungsweise für $\Delta f \ll f_0$), sondern mit wachsender Massenbelegung kleiner wird, da hierbei Δf steigt. Mit Δf ist aber auch die maximal auf dem Quarz aufdampfbare Schichtdicke (summarische Schichtdicke) Δd_{max}, bei der der Quarz noch schwingfähig ist, begrenzt.
Durch die Begrenzung von Δf ist eine Empfindlichkeitserhöhung nur auf Kosten der summarischen Schichtdicke möglich. (Näheres zur Theorie und Konzipierung von Schichtdickenmeßapparaturen ist aus [2] zu ersehen.)

Wirkungsweise des Meßgerätes

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Schichtdickenmeßgerätes. Der Meßquarzgeber, der den Meßquarz enthält, ist im Rezipienten in Substratnähe angeordnet.

In der Standardausrüstung wird ein ungehalterter Steuerquarz des VEB Carl Zeiss Jena verwendet. Die Elektroden werden aufgedampft (Silber: 500···600 Å). Der Schwingquarz wird durch eine Druckhalterung im Geber fixiert. Durch Abschrauben der Deckplatte ist ein leichtes Auswechseln des Schwingquarzes möglich.
Der Meßkopf wird unmittelbar über die Steckverbindung einer HF-Durchführung an den Rezipienten angeflanscht. Dadurch werden die Zuleitungen zwischen Quarzgeber und Oszillator kurzgehalten, was zur Realisierung einer geringen, konstanten und reproduzierbaren Zuleitungskapazität günstig ist. Diese Zuleitungen sind als mechanisch stabile Paralleldrahtleitung mit einem Leiterdurchmesser D = 0,8 mm und einem Leiterabstand a ≧ 6 mm auszuführen.
Der Auswerteteil des Meßgerätes wird über ein HF-Verbindungskabel und ein Gleichstrom-Speisekabel mit dem Meßkopf verbunden. Der Meßquarz im Meßquarzgeber bildet mit der ersten ihm nachgeschalteten Baustufe den Meßoszillator mit der Frequenz $f_{meß} = 5{,}5$ MHz (unbedampfter Quarz). Der im Meßkopf befindliche Vergleichsquarzoszillator liefert die Frequenz $f_{vergl} = 6$ MHz. Durch die „1. Mischung" wird

$$\Delta f_1 = f_{vergl} - f_{meß} \quad (4)$$

gebildet.
Die Amplituden- und Schwingkontrolle für den Meßquarz wird über eine Spitzengleichrichtung des Oszillatorsignals und Anzeige des Richtstroms mit dem im Auswerteteil (Bild 2) befindlichen Instrument „Δf_2/AK" vorgenommen. Es stehen zwei Meßkopftypen zur Verfügung, die sich bezüglich ihrer Schaltung unterscheiden (Bild 3).
Meßkopf 1 gestattet die wahlweise Anordnung des Vergleichsquarzes im Meßkopf oder im Vakuum. Je eine Quarzelektrode liegt dabei auf Masse (Einsparung von Durchführungen). Für $f_{meß} = 5{,}5$ MHz ist $\Delta f_{max} = 50$ kHz.
Bei Meßkopf 2 ist der Vergleichsquarz nur im Meßkopf angeordnet. Für $f_{meß} = 5{,}5$ MHz ist $\Delta f_{max} = 250$ kHz.
Durch Auswechseln der Quarze kann $f_{meß}$ zwischen 3 und 6 MHz gewählt werden. f_{vergl} muß jeweils um 500 kHz größer als $f_{meß}$ sein. Somit kann ε nach Bedarf variiert werden.
Durch die „2. Mischung" wird

$$\Delta f_2 = |\Delta f_1 - f_v| \quad (5)$$

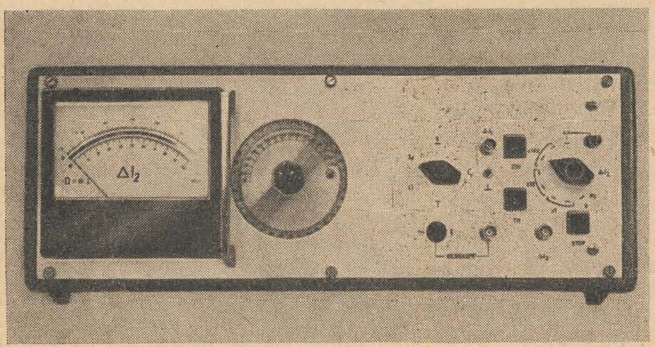


Bild 2: Vorderansicht des Schichtdickenmeßgerätes (Auswerteteil)

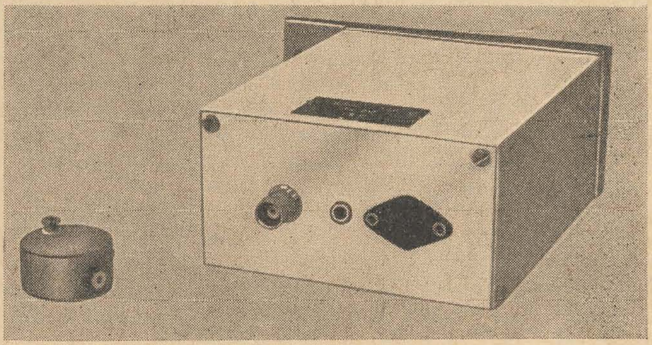


Bild 3: Ansicht des Meßkopfes mit Quarzgeber

gebildet. Die Frequenz f_v wird in einem von 470···795 kHz durchstimmbaren Oszillator erzeugt. Vor jeder Bedampfung kann über Wahl von f_v die Frequenz $\Delta f_2 = 0$ eingestellt werden. Durch die Bedampfung des Meßquarzes wird nunmehr die Frequenzänderung von $f_{meß}$ direkt als Δf_2 gemessen. Δf_2 entspricht der Schichtdicke. Die Baugruppen „Frequenzmessung Δf_2" gestatten eine Frequenzmessung von 6 Hz···30 kHz in direkter Anzeige (Instrument „Δf_2/AK").
Die Frequenzdrift des Oszillators für die Frequenz f_v geht direkt als Fehler in die Schichtdickenmessung ein. Um diese Frequenz möglichst konstant über eine Messung zu halten, wurde der Oszillator (der Drehko ausgenommen) in einen Thermostaten eingebaut. Der driftbedingte relative Fehler je Stunde beträgt nunmehr ungünstigenfalls

$$\frac{\Delta f_v}{f_{v\,min}} \leqq 4{,}3 \cdot 10^{-5} \qquad (6)$$

Die STOP-Automatik ermöglicht die Abgabe eines Signals bei Erreichung der vorgewählten Schichtdicke. Das Signal steuert z. B. eine Blende, die die Verdampferquelle abdeckt. Zur Vorwahl wird Δf_2 derart über f_v auf die Größe eingestellt, die der geforderten Schichtdicke entspricht, daß sich mit wachsender Schichtdicke Δf_2 erniedrigt. Für $\Delta f_2 = 0$ ist die vorgewählte Schichtdicke erreicht. Aus schaltungs- und betriebstechnischen Gründen geschieht aber die STOP-Auslösung bereits bevor $\Delta f_2 = 0$ erreicht ist. Diese Auflösefrequenz f_{STOP} ist wählbar zu 6, 20 oder 40 Hz (siehe Bild 4, Taste „f_{STOP}").
Je höher die Aufdampfrate ist, um so größer muß f_{STOP} gewählt werden. Zur STOP-Auslösung wird die Frequenz Δf_2 in Sägezahnimpulse umgeformt, deren Amplitude mit fallender Frequenz wächst. Ist f_{STOP} erreicht, so wird ein vom Differenzverstärker vorgegebener Schwellwert überschritten. Die nun erregten Ausgangsimpulse des Differenzverstärkers lassen einen bistabilen Multivibrator in die Wirkstellung kippen und ein Relais ansprechen. Dieses Relais schließt nun den Strompfad zwischen den mit „STOP" bezeichneten Buchsen (Bild 4), an die eine den Bedampfungsvorgang steuernde Einrichtung geschaltet werden kann. Gleichzeitig leuchtet die in der Taste „STOP" (Bild 2) enthaltene Lampe rot auf. Mit dieser Taste kann das STOP-Signal gelöscht oder die STOP-Automatik unwirksam geschaltet werden.

Grundsätzliche Betriebsarten

● Interne Messung der Frequenz Δf_2
Δf_2 wird wie bereits beschrieben analog mit dem Instrument „Δf_2/AK" gemessen.

● Externe Messung der Frequenz Δf_2
Sie wird angewandt, wenn Δf_2 digital angezeigt, registriert oder der Meßfehler herabgesetzt werden soll. Hierbei wird an die HF-Buchse „Δf_2" ein Universalzähler Typ 3514, VEB Funkwerk Erfurt angeschlossen, der einen Zählbetragsdrucker speisen kann. Das Instrument „Δf_2/AK" arbeitet hierzu parallel und zeigt den Meßwert analog an.

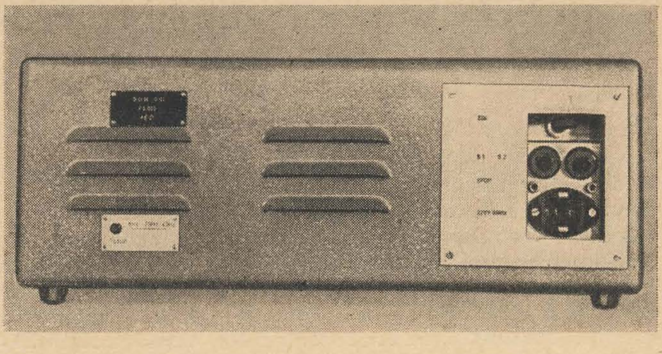


Bild 4: Rückansicht des Schichtdickenmeßgerätes (Auswerteteil)

● Externe Messung von Δf_1
Um zur Messung sehr dünner Schichten zusätzlich den Driftfehler der Frequenz f_v zu vermeiden, der in den Fehler von Δf_2 eingeht, kann Δf_1 digital mit o. g. Universalzähler über HF-Buchse „Δf_1" gemessen bzw. registriert werden.

● Amplitudenkontrolle
Wird der Schalter „Δf_2" in Stellung „AK" gebracht und die Taste „AK" gedrückt, so wird mit Instrument „Δf_2/AK" die Amplitude des Ausgangssignals eines der beiden Quarzoszillatoren des Meßkopfs angezeigt. Diesem Oszillator ordnet man den Meßquarz zu, um während oder vor jeder Bedampfung seine Schwingfähigkeit zu kontrollieren. Will man einzelne Quarzgeber mit neu eingebauten Quarzen testen, verfährt man in ähnlicher Weise.

Unsere Arbeiten wurden unterstützt von den Herren Dr. Göring und Menzel, VEB Hochvakuum Dresden, Frau Gollner und den Herren Wohanka und Klingebiel, VEB Carl Zeiss Jena. Ihnen und den beteiligten Mitarbeitern des IED sei herzlich gedankt.

Literatur

[1] Sauerbrey: Verwendung von Schwingquarzen zur Wägung dünner Schichten und zur Mikrowägung. Z. f. Physik 155 (1959), S. 206–222

[2] Walther, V.: Die Bestimmung der Schichtdicke dünner Schichten über die Eigenfrequenz von Schwingquarzen. Wiss. Zeitschr. der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", Dresden, 16 (1969), H. 1.

Technische Daten (Auszug)

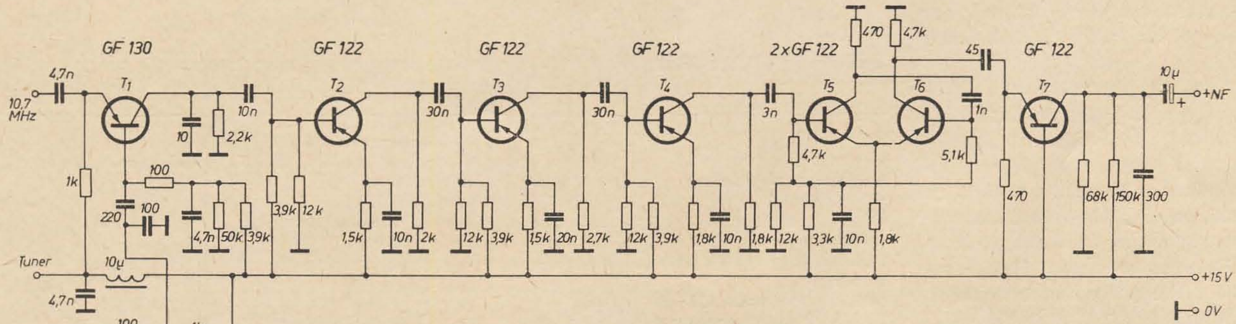
Meßquarz Vergleichsquarz, wenn im Rezipienten angeordnet	Steuerquarz, ungehaltert, unkontaktiert AT-Schnitt, Grundwellenschwinger Scheibendurchmesser $D_Q = 12$ mm Hersteller VEB Carl Zeiss, Jena	
Eigenfrequenz des Meßquarzes wählbar:	$f_{meß} = 3000 \cdots 6000$ kHz	
Standardwert:	$f_{meß} = 5500$ kHz	
Eigenfrequenz des Vergleichsquarzes:	$f_{vergl} = f_{meß} + 500$ kHz	
Standardwert:	$f_{vergl} = 6000$ kHz	
Schichtdickenempfindlichkeit für die Standardfrequenzen:	$\varepsilon = 6{,}2$ Hz/Å (Permalloy) $\varepsilon = 10$ Hz/Å (Silber)	
max. Verstimmbarkeit des Meßquarzes bei den Standardfrequenzen:	$\Delta f_{max} = 50$ kHz (Meßkopf 1) $\Delta f_{max} = 250$ kHz (Meßkopf 2)	
summarische Schichtdicke bei Meßkopf 2:	$\Delta d_{max} = 25\,000$ Å (Silber)	
Meßbereiche für Δf_2:	Frequenzen	Ablesegenauigkeit
	6 ···100 Hz	1 Hz/Skt
	6 ···300 Hz	2 Hz/Skt
	6 Hz··· 1 kHz	10 Hz/Skt
	6 Hz··· 3 kHz	20 Hz/Skt
	6 Hz··· 10 kHz	100 Hz/Skt
	6 Hz··· 30 kHz	200 Hz/Skt
Frequenzbereiche von f_v:	470···555 kHz 550···635 kHz 630···715 kHz 710···795 kHz	Feinregler überstreicht je Bereich einen Winkel von 0···540°
Auslösefrequenzen f_{STOP} wählbar:	6, 20, 40 Hz	
Fehlergrenzen für eine Umgebungstemperatur $\vartheta_u = 20$ °C		
Anzeigefehler von Δf_2: $\Delta\Delta f_2 \leqq 1{,}5\,\%$ v. E. Fehler von Δf_2, bedingt durch Netzspannungsschwankung $U_N = 220$ V $\pm 20\,\%$: $\Delta\Delta f_2 \leqq 0{,}5\,\%$ v. E.	entfällt bei externer Messung von Δf_2	
Frequenzdrift von f_v nach einer Vorheizzeit von $t_{H\,vor} = 45$ min in 10 min: $\Delta f_v \leqq 15$ Hz in 60 min: $\Delta f_v \leqq 20$ Hz	entfällt bei externer Messung von Δf_1	
Temperaturbereich für Quarzgeber ungekühlt $\vartheta_u \leqq 150$ °C		
	Abmessungen	Masse
Quarzgeber:	∅ 30 mm × 16 mm	60 g
Meßkopf:	102 mm × 58 mm × 132 mm	1 kg
Meßgerät (Auswerteteil):	450 mm × 168 mm × 220 mm	10 kg

Zwei Schaltungen für FM-ZF-Verstärker

In dem folgenden Beitrag wird versucht, den bisherigen Ratiodetektor mit LC-Kreisen durch einen Demodulator zu ersetzen. Dabei werden zwei Schaltungen beschrieben, die sich nur im eigentlichen Verstärker unterscheiden. Sie stellen keine ausgereiften Konstruktionen dar, sondern sollen nur zeigen, mit welchen Mitteln der Ratiodetektor umgangen werden kann, der bekanntlich einige Nachteile hat: schwieriger Abgleich ohne entsprechende Meßgeräte und eine verlustbehaftete Demodulation. Daß die zwei Schaltungen trotzdem vollwertige ZF-Verstärker sind, beweist ihr Einsatz in HF-Stereogeräten. Der ZF-Verstärker entspricht dabei voll den Ansprüchen an stereowürdige ZF-Verstärker.

ZF-Verstärker mit RC-Verstärker

Um einen ultralinearen FM-Demodulator verwenden zu können, der hervorragende Eigenschaften besitzt und dem Ratiodetektor weit überlegen ist, mußte ein Breitbandverstärker geschaffen werden, der die Frequenzen von 50···500 kHz ohne merklichen Abfall verstärkt [1]. Ein RC-Verstärker erfüllte diese Anforderungen.
Er wurde dreistufig aufgebaut, um eine ausreichende Spannung für den Demodulator zur Verfügung zu haben. Um keine Phasenverschiebung eintreten zu lassen, mußten HF-Transistoren eingesetzt werden.
Da die erste ZF des UKW-Teils im allgemeinen 10,7 MHz und die günstigste Demodulationsfrequenz des Demodulators 300 kHz beträgt, mußte diese auf 300 kHz umgesetzt werden. Das geschieht durch einen zweiten Oszillator, der auf 11 MHz schwingt. Diese Frequenz wird einer zweiten Mischstufe zugeführt und mit der ersten ZF gemischt. Am Kollektor von T_1 entsteht dadurch eine zweite ZF von 300 kHz. Der Oszillator kann in seiner Frequenz geändert werden. Damit läßt sich die Bandbreite leicht verändern und den Bedingungen anpassen.
Der gezeigte ZF-Verstärker hat eine Bandbreite von 190···200 kHz. Durch die gute Begrenzerwirkung des Demodulators sowie die vorherige große Verstärkung der 2. ZF ergibt sich eine konstante NF-Spannung auch bei schwachen Signalen. Der Verstärker benötigt nur einen unkritischen Abgleich im 2. Oszillator.



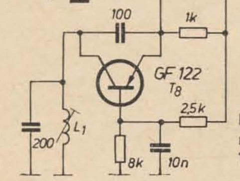
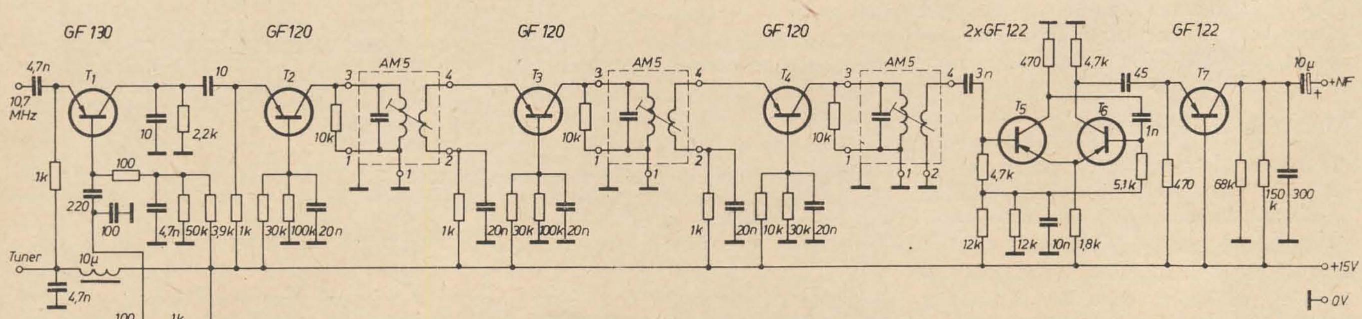


Bild 1: ZF-Verstärker mit RC-Verstärker $T_2 \cdots T_4$

ZF-Verstärker mit LC-Verstärker

Dieser Verstärker entspricht in der Mischstufe, dem Oszillator und dem Demodulator völlig der ersten Schaltung. Als Verstärker wurde hier nur ein LC-Verstärker gewählt. Um dabei als Bandfilter die des „Vagant" benutzen zu können, ergab sich eine 2. ZF von 455 kHz. Diese Frequenz verarbeitet der Demodulator auch noch gut. Die Schwingfrequenz des Oszillators liegt demnach bei 11,155 MHz (10,7 MHz + 455 kHz). Um eine genügend große Bandbreite von 200 kHz zu erreichen, wurden die Kreise mit 10 kΩ bedämpft. Diese Schaltung hat gegenüber der ersten den Vorteil, daß sie steilere Flanken ergibt, wodurch eine bessere Trennschärfe erreicht wird. Beim UKW-Empfang ergibt das ein großes Signal/Rauschverhältnis.
Der Abgleich des Verstärkers beschränkt sich hier auf den Abgleich des LC-Verstärkers sowie auf den genauen Abgleich des 2. Oszillators auf 11,155 MHz.



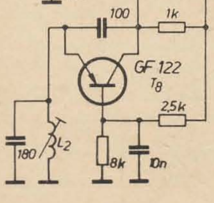


Bild 2: ZF-Verstärker mit LC-Verstärker $T_2 \cdots T_4$

Zusammenfassung

Beide Schaltungen wurden in gedruckter Schaltung aufgebaut und in einen Transistorstereoempfänger eingebaut. Hinsichtlich Begrenzung, NF-Ausgangsspannung und Trennschärfe waren die Ergebnisse sehr gut. Diese Schaltungen sind deshalb auf jeden Fall den herkömmlichen Schaltungen vorzuziehen.
Beim Anschluß eines NF-Verstärkers an den Demodulator muß der Kondensator am Kollektor von T_7 auf 10 nF vergrößert werden; beim Anschluß eines Decoders kann er ganz entfallen oder muß kleiner als 300 pF werden.

D. Seyfarth

Literatur

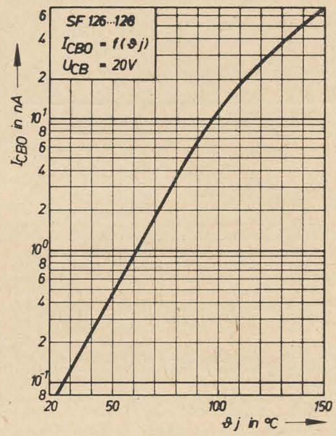
[1] Florin, H., und Rohrbeck, W.: Ein ultralinearer FM-Demodulator für Hi-Fi-Empfänger. radio und fernsehen 14 (1965), H. 7, S. 211
[2] Köhlmann, G.-L.: Induktivitätsarmer UKW-Empfänger für den Selbstbau. Funkamateur 17 (1968), H. 2, S. 56–59

Dipl.-Ing. H.-H. KRÜGER

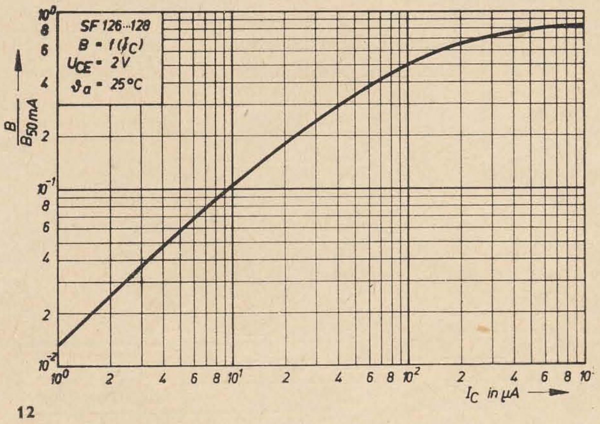
Halbleiterinformationen · 46

Mitteilung
aus dem
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.

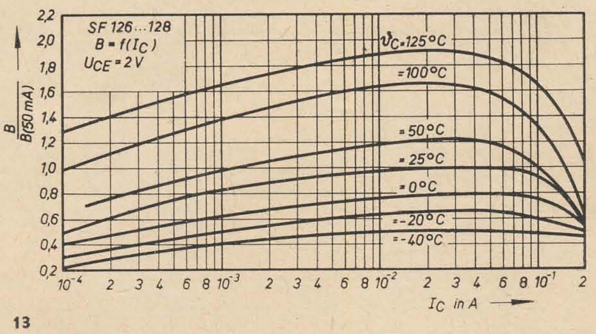
Si-npn-Planar-Epitaxietransistoren SF 126, SF 127, SF 128 Teil 2 und Schluß



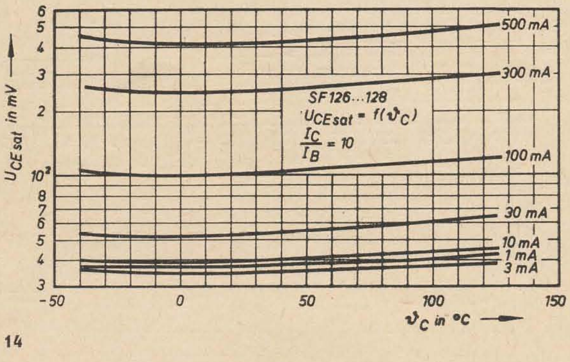
11



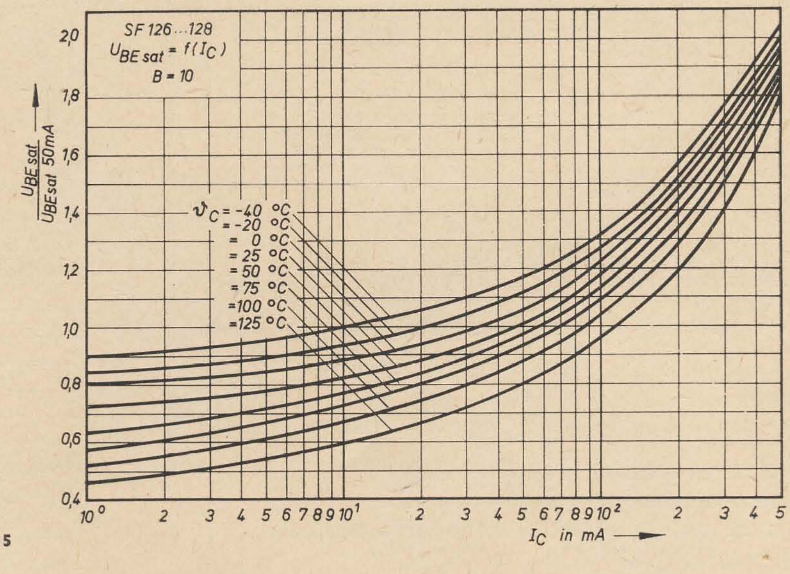
12



13



14



15

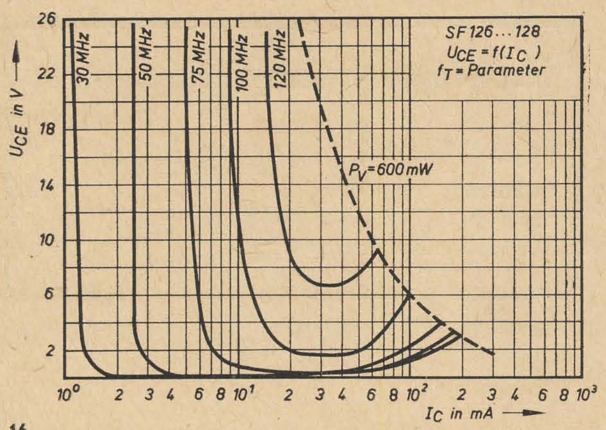
Bild 11: Kollektorreststrom I_{CBO} in Abhängigkeit von der Kristalltemperatur ϑ_j

Bild 12: Gleichstromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

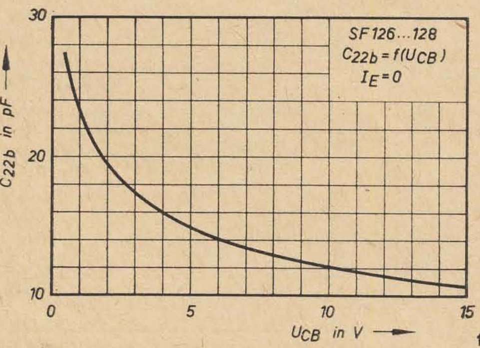
Bild 13: Gleichstromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom mit der Gehäusetemperatur ϑ_c als Parameter

Bild 14: Sättigungsspannung in Abhängigkeit der Temperatur ϑ_c

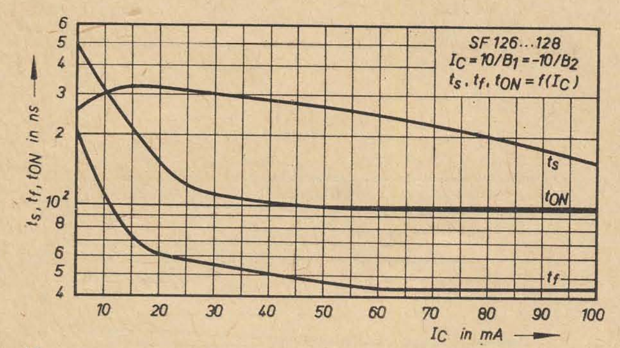
Bild 15: Sättigungsspannung (normiert) in Abhängigkeit vom Kollektorstrom



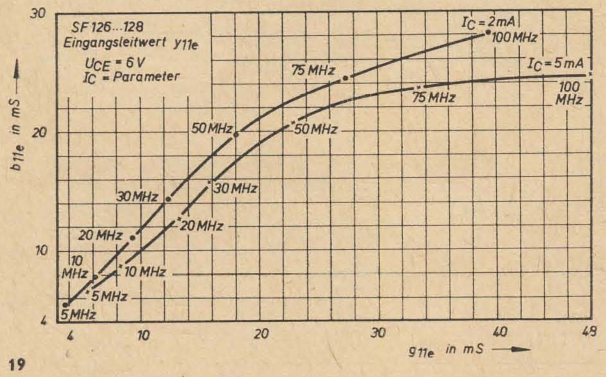
16



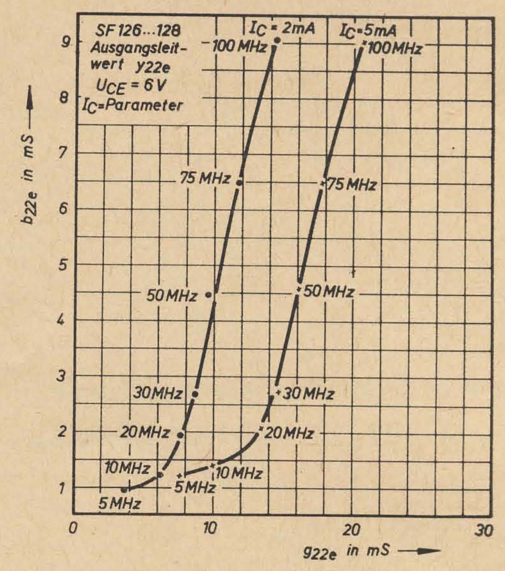
17



18

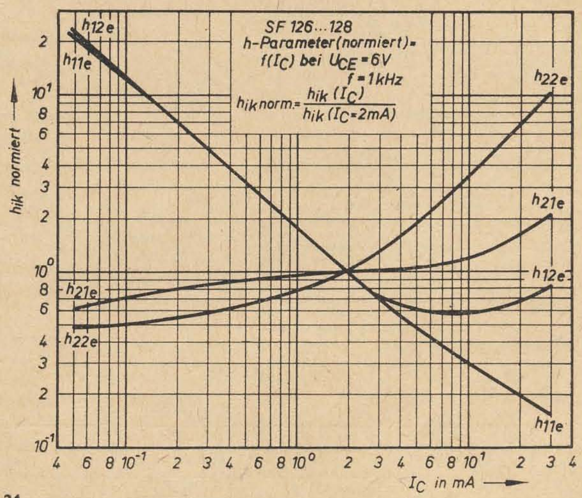


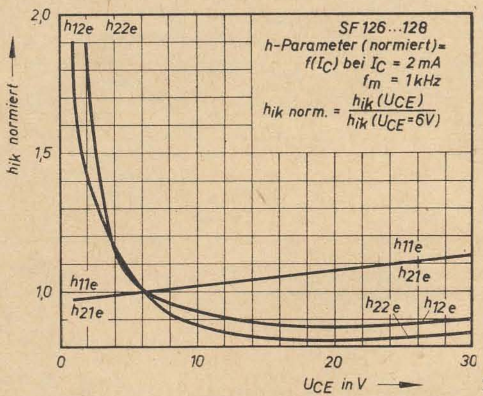
19



20

21





22

23

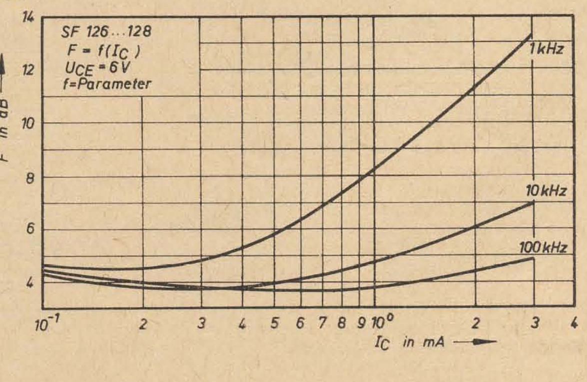


Bild 16: Kurven konstanter f_T-Frequenz

Bild 17: Ausgangskapazität C_{22} als Funktion der Kollektor-Basis-spannung U_{CB}

Bild 18: Abhängigkeit der Speicherzeit t_s, der Einschaltzeit t_{ON} und der Abfallzeit t_f vom Kollektorstrom I_C

Bild 19: Arbeitspunkt- und Frequenzabhängigkeit des Eingangsleitwertes y_{11e}

Bild 20: Arbeitspunkt- und Frequenzabhängigkeit des Ausgangsleitwertes y_{22e}

Bild 21: Stromabhängigkeit der h-Parameter

Bild 22: Spannungsabhängigkeit der h-Parameter

Bild 23: Abhängigkeit des Rauschfaktors vom Kollektorstrom

Kundenservice- und Amateurinformationen (7)

Für den Service

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio-Berlin

Fortsetzung aus Heft 18 (Stern 111)

Funktionsprüfung des Autoantennenanschlusses

Ein mit $f_m = 1000$ Hz und $m = 30\,\%$ modulierter Meßgenerator wird über eine Autokunstantenne nach TGL 200-7041 in den Autoantennenanschluß eingespeist. Dabei sind für $N_a = 50$ mW folgende Empfindlichkeitsgrenzwerte einzuhalten:

KW	6,1 MHz	$U_e = 80\,\mu V$
	7,4 MHz	$U_e = 80\,\mu V$
MW	600 kHz	$U_e = 100\,\mu V$
	1500 kHz	$U_e = 150\,\mu V$
LW	170 kHz	$U_e = 400\,\mu V$
	370 kHz	$U_e = 120\,\mu V$

AM-Filterkreise – Äquivalente

Es kann verwendet werden:

Für Filterkreis F 1	Filterkreis AM 1
für Filterkreis F 2	Filterkreis AM 2
für Filterkreis F 3	Filterkreis AM 3
für Filterkreis F 3	Filterkreis AM 6
für Filterkreis AM 3	Filterkreis AM 6
für Filterkreis F 2	Filterkreis AM 5
für Filterkreis AM 2	Filterkreis AM 5

Es kann n i c h t verwendet werden:

für Filterkreis AM 1 Filterkreis AM 4

Änderungen

Zur Verbesserung der Spiegelselektion und der Empfindlichkeit des Gerätes wurde die Ankoppelspule L_{111} entfernt. Zwei neue Spulen (L_{114} und L_{115}) wurden auf den Tastensatz (Bild 19) angeordnet. Die Spulen brauchen bei einem eventuellen Abgleich des Gerätes nicht berücksichtigt zu werden; sie werden vor der Montage auf den Tastensatz einmalig auf L max abgestimmt, dabei sind die Kerne der Spulen fast in den Spulenkörper eingedreht. Die Tastensätze können ohne weiteres ausgetauscht werden. Diese Änderung ist im Schaltbild 23 (Heft 21) berücksichtigt.

Reiseempfänger „Stern 111" mit Luftdrehkondensator

Mit Einführung des Luftdrehkondensators von Schalkau wurden in den Vorkreisen und Oszillatorkreisen Änderungen notwendig. Die Vorkreisspulen L_{103} (MW), L_{104} (LW), L_{105} (LW) auf dem Ferritstab haben einen roten Farbpunkt erhalten. Die auf den Tastensatz montierten Oszillatorspulen sind dem Drehko entsprechend geändert worden. Der Kondensator C_{115} (300 pF) entfällt. Der Kondensator C_{109} ist von 100 pF auf 180 pF erhöht worden.

Das Gerät „Stern 111" wurde im Jahr 1967 auch mit Holzgehäuse in Luxusausführung unter dem Namen „Tourist" und ab 1968 mit einem neuen Plastgehäuse unter dem Namen „Stern Record" produziert (Bild 23 im Heft 21). Der Abgleich ist identisch mit der anderen Ausführung.

Reparaturhinweise

Sollte bei zu hohem Grundrauschen Vorstufen- und Treibertransistor in Ordnung sein, dann Basis, Emitter- und Kollektorwiderstand auf Kappenfehler prüfen.

A u s s e t z e n d e s M i t t e l w e l l e n o s z i l l a t o r s

Sollte nicht ein normaler Bauteilausfall vorliegen, wird empfohlen, den Emitterwiderstand des Mischtransistors 2,2 kΩ gegen 1,5···1,8 kΩ auszutauschen.

Z e i t w e i l i g e U n e m p f i n d l i c h k e i t d e s G e r ä t e s

Filter AM 5 auf einwandfreies Maximum überprüfen.

Fortsetzung Heft 21

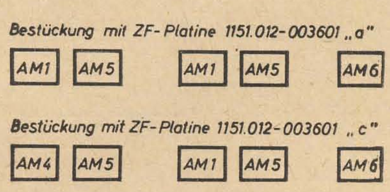


Bild 16: Filterkreisbestückungsvarianten im Reiseempfänger R 111 (Stern 111)

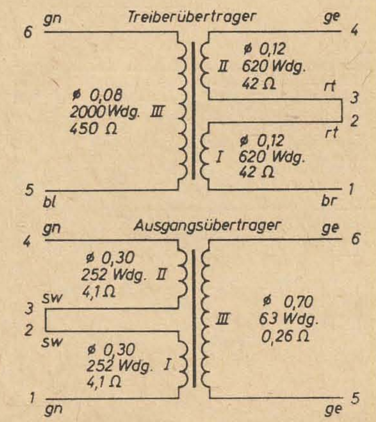


Bild 17: Wickeldaten für Treiber- und Ausgangsübertrager im Reiseempfänger R 111 (Stern 111)

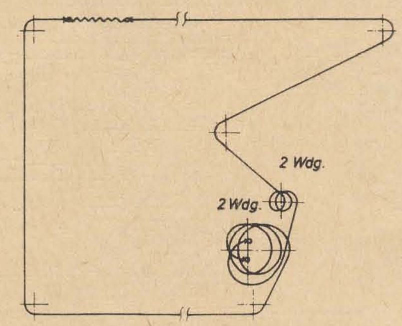


Bild 18: Seillaufplan im Reiseempfänger R 111 (Stern 111)

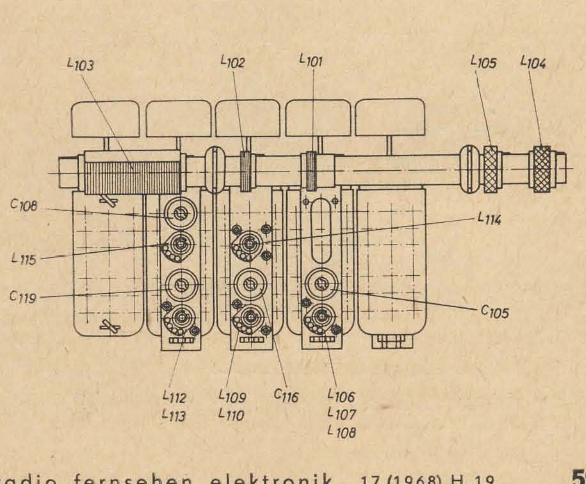


Bild 19: Geänderter Tastensatz für Reiseempfänger R 111 (Stern 111)

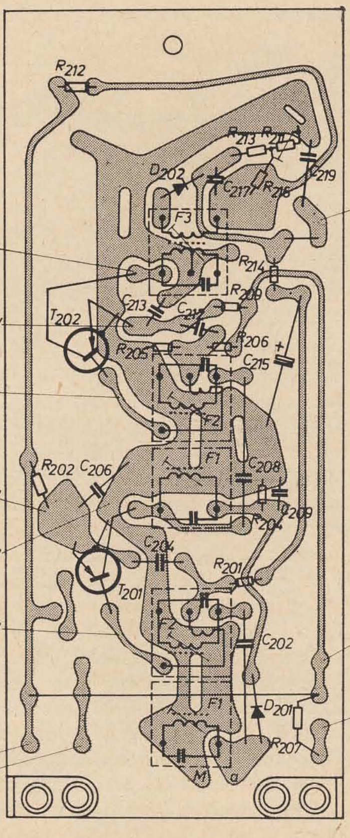


Bild 20: ZF-Platine des Reiseempfängers R 111 (Stern 111)

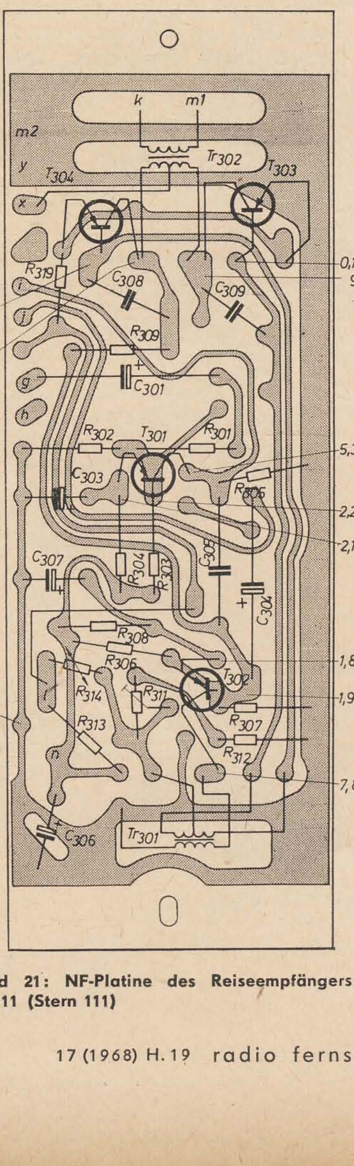


Bild 21: NF-Platine des Reiseempfängers R 111 (Stern 111)

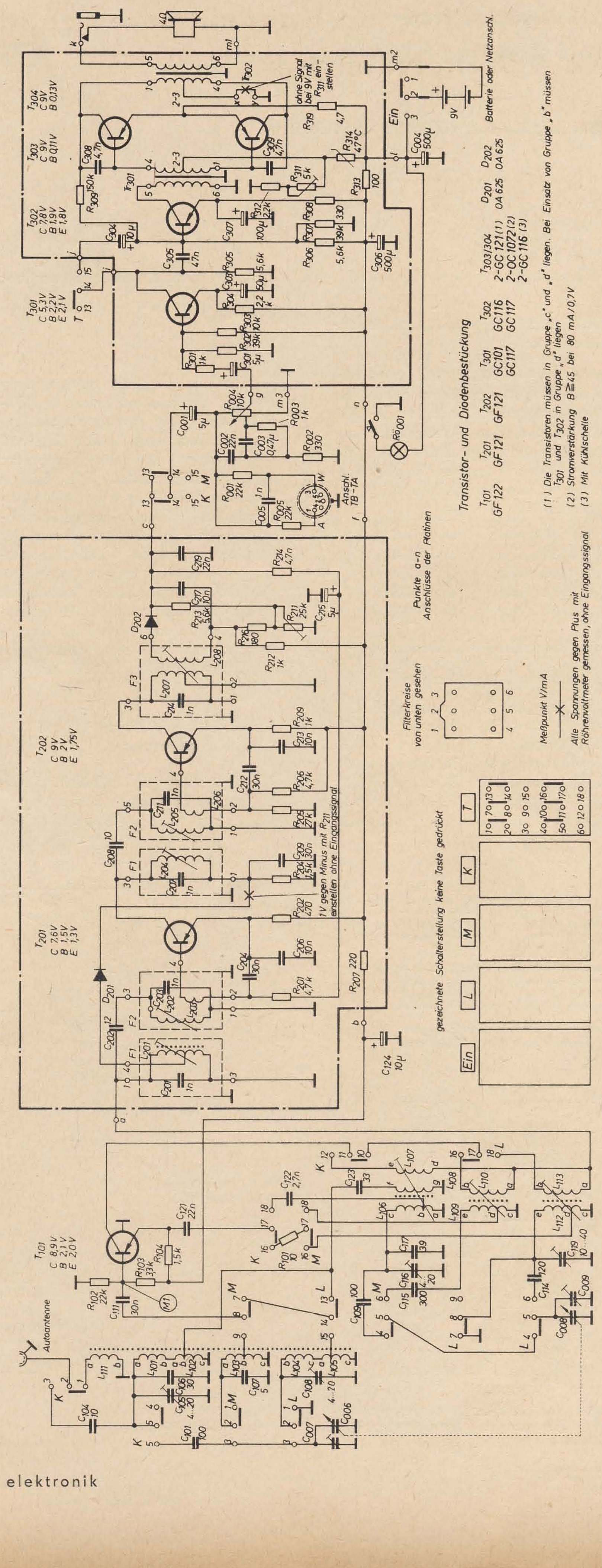


Bild 22: Stromlaufplan des Reiseempfängers R 111 (Stern 111)

Meßwertlocher mit Handeingabemöglichkeit für ein Digitalvoltmeter

R. SCHIELICKE

Mitteilung aus der Universitäts-Sternwarte Jena

Beim Auswerten fotografischer Himmelsaufnahmen zur Bestimmung von Sternhelligkeiten mit einem Irisblendenfotometer wird wegen des hohen Informationsgehaltes eine möglichst große Meßgeschwindigkeit gefordert. Durch den nachträglichen Anbau einer digitalen Meßwertausgabe an ein Sartorius-Irisblendenfotometer, das *H. Haffner* in [1] beschrieben hat, konnte die Meßgeschwindigkeit von etwa 90 auf 350 Sterne je Stunde gesteigert werden.

Die Iris als Meßorgan des Fotometers trägt an ihrem beweglichen Ring eine kreisförmige Skale, deren Drehwinkel dem Meßwert proportional ist; seine Digitalisierung geschieht in einfachster Weise mit einem von der Blende angetriebenen Geberpotentiometer und einem Digitalvoltmeter in Verbindung mit einer hochkonstanten Spannungsquelle. Der bei dieser Methode zusätzlich entstehende Fehler kann gegenüber dem durch die innere Genauigkeit der fotografischen Fotometrie bedingten Fehler vernachlässigt werden. Bereits bei mittleren fotometrischen Programmen liegt die Zahl der zu verarbeitenden Meßwerte bei 5000, daher ist es notwendig, die Daten mit einem Rechenautomaten auszuwerten. Die Meßwerte müssen also in einer für den Rechner lesbaren Form bereitgestellt werden. Weil aber von unserer Industrie noch keine Lochkarten- oder -streifenausgabe für das eingesetzte Digitalvoltmeter Typ 4013 vom VEB Funkwerk Erfurt [2] angeboten wird, mußte im Institut ein entsprechendes Zusatzgerät entwickelt und gebaut werden.

Forderungen an die Lochstreifenausgabe

Um einen möglichst universellen Einsatz der Lochstreifenausgabe zu sichern, sollten neben der Meßwertinformation des Digitalvoltmeters, die siebenstellig, binärtetradisch verschlüsselt und parallel anliegt, zusätzliche Operationszeichen, bei der Verarbeitung der Streifen auf dem ZRA 1 z. B. Q_1, Q_2 und QQ, gelocht werden können. Außerdem wurde das Lochen von Zahlen und Zeichen mit Hilfe einer Handeingabe gefordert. Dafür konnte eine Zusatztastatur eines EFA 381 vom VEB Büromaschinenwerk Sömmerda verwendet werden. Die Datenausgabe sollte wahlweise durch den Zählbetragdrucker Typ 3510 vom VEB Funkwerk Erfurt und/oder durch einen Streifenlocher erfolgen. Die Lochgeschwindigkeit des Streifenlochers ist durch die Druckgeschwindigkeit des Druckers bestimmt, der für das Ausdrucken der sieben Stellen einer Zeile etwa $^1/_2$ s benötigt. Für den Locher ist daher eine Mindestgeschwindigkeit von 14 Zeilen/s gefordert, die der Motorbandlocher Typ 470 vom VEB Büromaschinenwerk Sömmerda mit maximal 20 Z/s ohne weiteres erreicht.

Der Ausgangscode muß beliebig wählbar und ohne großen Aufwand umrüstbar sein. Insbesondere sollten auf den acht Kanälen des Lochstreifens zwei binärtetradisch verschlüsselte Ziffern dargestellt werden können. Wegen dieser Forderung ist der Einsatz eines Speichers notwendig, da die Handeingabe die binärcodierten Ziffern einzeln im Serien-Parallelbetrieb bereitstellt. Außerdem sollte es möglich sein, die Zahl der gelochten Zeilen der Ziffernanzahl des zu lochenden Wertes anzupassen.

Weiterhin sind gefordert: Auslöseverhinderung bei Speicherüberlauf, Auslösen durch Fernbedienung oder durch eine Wiederholautomatik mit einstellbaren Zeitintervallen von 1···60 s. Bild 1 zeigt das Schema des gesamten Systems.

Speicher

Die Elemente des Speichers werden von bistabilen Multivibratoren gebildet, die nach dem von *K.-H. Rumpf* und *M. Pulvers* in [3] angegebenen Prinzip geschaltet sind. Da sowohl im reinen Parallel- als auch im Serien-Parallelbetrieb gearbeitet werden muß, wurde die im Bild 2 angegebene Schaltung verwendet. Insgesamt sind 7× 4 Speicherelemente notwendig.

Im Parallelbetrieb werden die gleichwertigen Informationen der beiden Paralleleingänge (Digitalvoltmeter und Operationszeicheneingabe) durch je ein Oder-Glied verknüpft und dann in die Speicherelemente eingelesen, wenn der Speichertakt für Paralleleingang S_P zugeleitet wird. Beim Serien-Parallelbetrieb wird die parallel anliegende Tetrade in der Dekade gespeichert, an der der Speicherbefehl für Serien-Paralleleingang S_{SP} anliegt. Im Ruhezustand muß also $S_{SP1} = L$ und $S_{SP2 \cdots 7} = 0$ sein. Nach dem Eingeben der ersten Ziffer wird $S_{SP1} = 0$ und $S_{SP2} = L$ gestellt und so fort.

Der Speicherinhalt steht parallel am Druckerausgang A_P zur Verfügung, für den Serien-Parallelbetrieb des Lochers kann er negiert durch die Lesetakte $L_1 \cdots L_7$ tetradenweise abgefragt werden (A_{SP}). Wegen der indirekten Arbeitsweise des Streifenlochers muß die negierte Information verarbeitet werden. Sie wird über zum Codewechsel austauschbare Oder-Glieder und Leistungsverstärker den Vorbereitungsmagneten des Streifenlochers zugeführt. Bild 3 zeigt die Logikschaltung

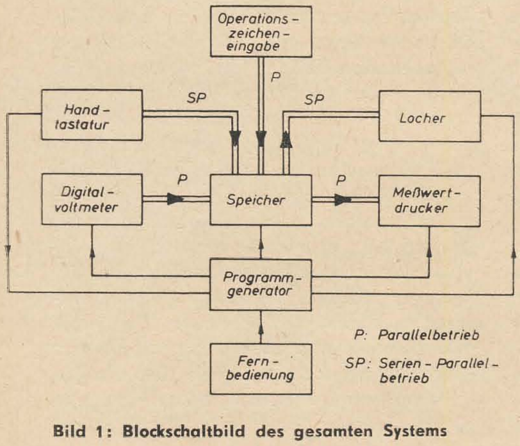


Bild 1: Blockschaltbild des gesamten Systems

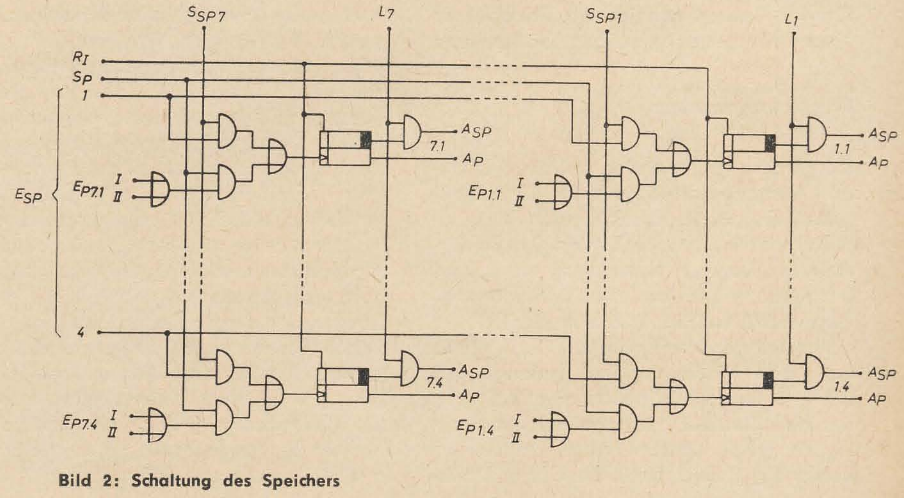


Bild 2: Schaltung des Speichers

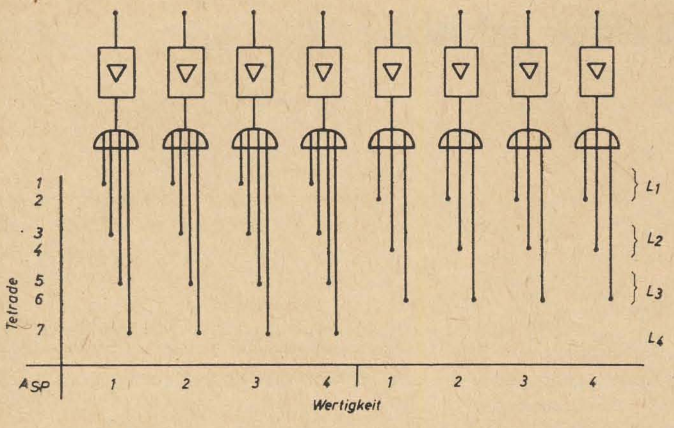


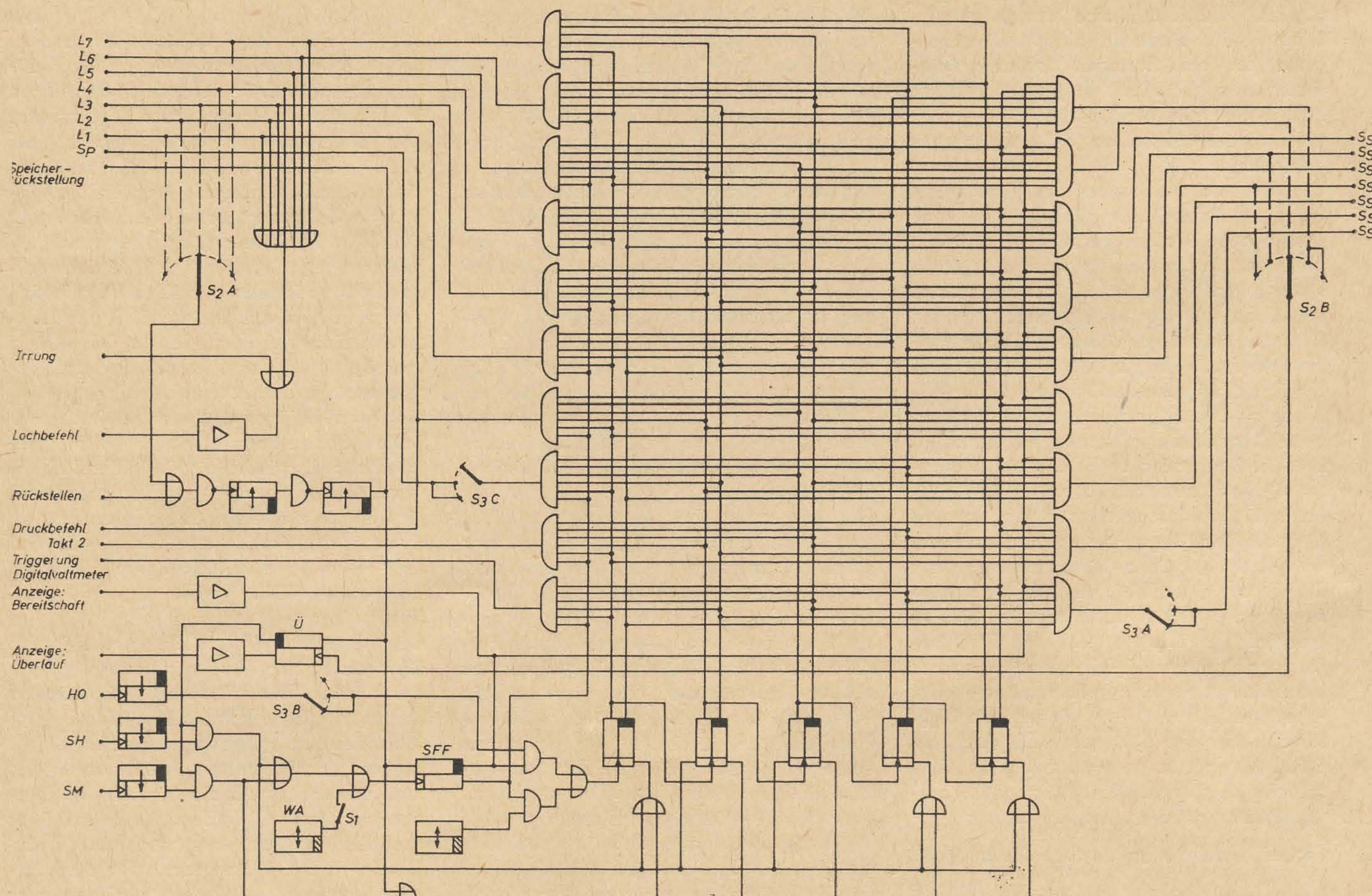
Bild 3: Steuerung der Vorbereitungsmagnete des Streifenlochers zum Lochen von zwei Tetraden je Lochstreifenzeile

Bild 4: Logikplan des Programmgenerators

0,015 Hz stetig einstellbaren Frequenz auf das Steuer-Flip-Flop gelangen. Durch diese Wiederholautomatik sind Meßreihen mit dem Digitalvoltmeter mit Zeitintervallen von 1 · · · 65 s möglich.

Um das Auftreten von Impulsfolgen durch Prellen der Kontakte in der Handeingabe zu vermeiden, werden die Impulse HO, SH und SM durch monostabile Multivibratoren geformt.

Zur Ansteuerung des Auslösemagneten im Streifenlocher werden die Takte $L_1 \cdots L_7$ durch ein Oder-Glied verknüpft und die so entstehende Impulsfolge mit einer Impulsbreite von 25 ms und einer Periode von 50 ms über einen Leistungsverstärker



für das Lochen von je zwei Tetraden in einer Zeile des achtspurigen Lochstreifens.

Programmgenerator

Der Programmgenerator steuert die Ein- und Ausgabe und triggert das Digitalvoltmeter. Er enthält als wichtigsten Bestandteil einen fünfstufigen Zähler. Die Zählerstellung bewirkt zusammen mit einem bistabilen Multivibrator als Steuer-Flip-Flop (SSF) (s. Bild 4) die in der Tabelle dargestellten Arbeitsgänge.

Auf den Zählereingang gelangt bei SFF = 0 bei jeder Eingabe einer Ziffer mit der Handtastatur ein negativer Rechteckimpuls (HO), dessen zweite Flanke den Zähler um 1 weiterstellt. Bei SFF = L werden Impulse eines astabilen Multivibrators gezählt, der mit einer Frequenz von etwa 40 Hz schwingt. Das Steuer-Flip-Flop kann durch Druck auf die Taste „Start-Messen" (SM) von 0 auf L umgeschaltet werden. Dabei beginnt der Zähler von 0 an zu zählen. Bei der Auslösung durch die Taste „Start-Handeingabe" (SH) wird der Zähler auf 0LL00 voreingestellt, das Digitalvoltmeter wird nicht getriggert, und der Meßwert wird durch Sp nicht gespeichert, das Abarbeiten beginnt mit dem Drucken der eingegebenen Zahl und dem Lochen der ersten Zeile. Außerdem kann man den Programmablauf von der Zählerstellung 0 an durch einen zweiten astabilen Multivibrator (WA), der mit dem Schalter S_1 angeschaltet wird, auslösen, so daß Impulse mit der zwischen 1 und

dem Locher zugeführt. Das durch Druck auf die Taste „Irrung" ausgelöste Signal bewirkt das Lochen einer einzelnen Zeile. Durch den Schalter S_2A kann die Zahl der zu lochenden Zeilen gewählt werden, im vorliegenden speziellen Fall z. B. 1, 2, 3, 4 und 7. Durch den entsprechenden Impuls L_1, L_2, L_3, L_4 bzw. L_7 wird der Rückstellimpulsgeber ausgelöst. Der Rückstellimpuls RI stellt SFF, Zähler, Speicher und gegebenenfalls die Überlaufsteuerung (Ü) auf 0, er kann auch von der Handeingabe aus ausgelöst werden. Der Schalter S_2B, der mit S_2A gekoppelt ist, löst entsprechend der zu lochenden Zeilenzahl den Überlaufstop aus. Im Logikplan des Programmgenerators (Bild 4) sind die Anschlüsse von S_2 für den im vorliegenden Fall geforderten Ausgangscode als Strich-

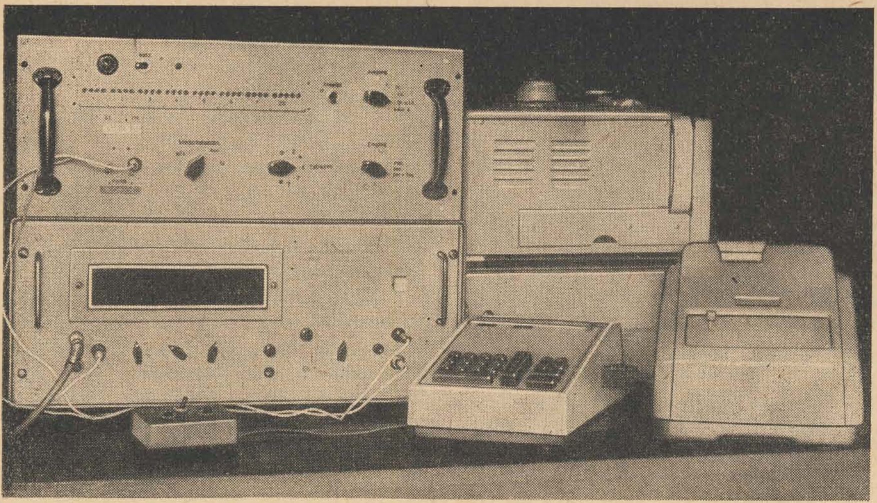


Bild 5: Gesamtansicht der Meßeinrichtung

Tabelle

SFF	Zä 1	Zä 2	Zä 3	Zä 4	Zä 5	Ausgang
0	0	0	0	0	0	S_{SP1}, Bereitschaft wird angezeigt
0	L	0	0	0	0	S_{SP2}, Bereitschaft wird angezeigt
0	0	L	0	0	0	S_{SP3}, Bereitschaft wird angezeigt
0	L	L	0	0	0	S_{SP4}, Bereitschaft wird angezeigt
0	0	0	L	0	0	S_{SP5}, Bereitschaft wird angezeigt
0	L	0	L	0	0	S_{SP6}, Bereitschaft wird angezeigt
0	0	L	L	0	0	S_{SP7}, Bereitschaft wird angezeigt
0	L	L	L	0	0	Bereitschaft wird angezeigt, Überlauf wird gespeichert und angezeigt, Stellen von SFF auf L wird verhindert
L	L	0	0	0	0	Triggerung des Digitalvoltmeters
L	L	L	0	0	0	Takt 2
L	L	0	L	0	0	S_P
L	L	L	L	0	0	L_1, Druckbefehl
L	L	0	0	L	0	L_2
L	L	L	0	L	0	L_3
L	L	0	L	L	0	L_4
L	L	L	L	L	0	L_5
L	L	0	0	0	L	L_6
L	L	L	0	0	L	L_7

linien dargestellt, sie müssen bei Verwendung eines anderen Lochstreifencodes geändert werden. Gezeichnet ist die Stellung „6 Ziffern eingeben, 3 Zeilen lochen".

S_3 bestimmt die Art des Speichereingangs. In der gezeichneten Stellung werden nur die Informationen aus der Serien-Paralleleingabe, in Mittelstellung sowohl aus Serien-Parallel- als auch aus Paralleleingabe und in der dritten Stellung nur die der Paralleleingabe gespeichert.
Durch einen nicht dargestellten Schalter S_4 kann die Art der Ausgabe gewählt werden. Es sind die Stellungen „Druckerausgang", „Locher- und Druckerausgang", „Locherausgang" und „kein Ausgang" vorhanden, wobei entsprechend die Locherversorgungsspannungen (48 $V_=$, 220 $V_\sim$) bzw. die Druckbefehlleitung abgeschaltet werden. Über eine Fernbedienung können der Impuls SM und der Rückstellimpuls gegeben sowie Loch- und Druckvorgang verhindert werden. Der in der Tabelle angegebene Takt 2 kann weitere Prozesse, etwa die Einstellung des nächsten Meßobjektes, auslösen.

Mechanischer Aufbau

Bild 5 zeigt Digitalvoltmeter, Zählbetragdrucker, Streifenlocher, Steuerteil, Handeingabe und Fernbedienung. Am Steuerteil ist neben den Schaltern, dem Einstellknopf der Wiederholautomatik und den Ausgängen für Erde, die Triggerung des Digitalvoltmeters und der Fernbedienung eine Lampenreihe vorhanden, durch die die Speicherbelegung und die Zählerstellung angezeigt werden können. Zwei Paralleleingänge (Digitalvoltmeter und Operationszeicheneingabe), der Serien-Paralleleingang (Handtastatur), der Parallelausgang (Drucker) und der Serien-Parallelausgang (Locher) sind an der Rückseite des Steuerteils angeordnet.
Die volltransistorisierte Schaltung des Gerätes ist auf 15 Leiterplatten vom Format 150 mm × 150 mm untergebracht. Der Netzteil weist keinerlei Besonderheiten auf.
Das vorliegende Gerät ist aus diskreten Bauelementen aufgebaut, prinzipiell kann natürlich jedes Logik-Baukastensystem verwendet werden, wobei die Zusammenschaltbedingungen beachtet werden müssen.

Literatur

[1] Haffner, H.: Das neue Irisphotometer der Göttinger Sternwarte. Nachr. Akad. Wiss. Göttingen, Math.-Phys. Kl. (2a), 1953, S. 49 = Veröff. Univ. Sternwarte Göttingen Nr. 106

[2] Analog-Digital-Umsetzer Typ 4013. radio und fernsehen 16 (1967), H. 8, S. 237

[3] Rumpf, K.-H., Pulvers, M.: Transistor-Elektronik. 3. Auflage. VEB Verlag Technik, Berlin 1967

Handbücherei Elektronik

Auf zwei Bände aus der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK, die voraussichtlich im I. Quartal 1969 erscheinen werden, möchten wir Sie in dieser Ausgabe aufmerksam machen:

Kautsch, Elektronenstrahl-Oszillografie in der Automatisierungstechnik, Band 85

etwa 80 Seiten, 72 Bilder, broschiert 4,80 M

Der Elektronenstrahl-Oszillograf ist das moderne Meß-, Prüf-, Kontroll-, Sicht- und Schreibgerät des Elektrotechnikers. Sein Einsatz erstreckt sich aber auch auf viele nichtelektrische Gebiete. Aus diesem Grunde wurde das Niveau des Buches so gewählt, daß auch der Nichtelektrotechniker Nutzen daraus ziehen kann.
Nach einer allgemein verständlichen Einleitung werden die Oszillografenröhre, ihre Gesetzmäßigkeiten und ihre Anwendungstechnik beschrieben. Näher untersucht werden die einzelnen Oszillografentypen sowie Spezialausführungen und Zusatzgeräte. Die anschließend behandelten Grundmessungen dienen zum Verständnis der gesamten Oszillografenmeß- und -prüftechnik sowie zur Vorbereitung auf die speziellen Messungen in der Automatisierungstechnik. Die zahlreich ausgewählten Schaltskizzen, Fotos, Oszillogramme und Spektrogramme sollen das Verständnis für die theoretischen Zusammenhänge und die praktischen Anwendungen erleichtern und die Grundlage für weitere Anwendungen schaffen.

Bürger/Leonhardt, Lochbandtechnik – Mittel zur Datenerfassung und -verarbeitung, Band 86

etwa 80 Seiten, 43 Bilder, broschiert 4,80 M

Die Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung setzt die ökonomische Erfassung der Daten voraus.
Die Lochbandtechnik schafft auf vielen Gebieten die Voraussetzungen für die Datenerfassung. So ermöglichen z. B. elektrische Schreibmaschinen mit angeschlossenen Lochbandlochern die Datenerfassung zum Zwecke der Datenübertragung, zum Herstellen von Datenträgern für die Eingabe von Programmen in Computer, in elektronische Datenverarbeitungsanlagen und zur Steuerung von numerischen Werkzeugmaschinen.
In dem vorliegenden Band werden die Grundlagen der Lochbandtechnik dargelegt. Die wichtigsten Codes für die Informationsspeicherung werden anhand von Bildern erläutert. Die Maschinen der Lochbandtechnik sind in ihrem grundsätzlichen Aufbau gezeigt. Anwendungsbeispiele zeigen Möglichkeiten für die Datenerfassung und -verarbeitung unter Verwendung von Schreibautomaten. Die Verbindung zur Datenverarbeitung wird am Beispiel der EDVA R 300 gezeigt.

Farbsignalumsetzung von SECAM in PAL

Bekanntlich kann man eine Umsetzung SECAM-PAL mit gewöhnlichen Methoden durchführen: Trennung des Helligkeits- und des Farbsignals, Demodulation des Farbsignals und erneute Modulation eines neuen Hilfsträgers [1]. Dieser Prozeß führt jedoch zu bedeutenden Verzerrungen im umgesetzten Signal auf Grund der ungenügenden Trennung des Helligkeits- und des Farbsignals [2], die sich im Übersprechen durch Komponenten des im Farbsignal verbliebenen Helligkeitssignals und in Schwebungen des neuen Farbsignals mit dem im Helligkeitssignal verbliebenen Farbsignal äußern. Es ist noch hinzuzufügen, daß sich bei allen bekannten Methoden der Trennung des Helligkeits- und des Farbsignals die Auflösung des Helligkeits- und des Farbsignals verringert.
Die direkte Signalumsetzung (ohne Demodulation und erneute Modulation) gewährleistet dagegen die Möglichkeit einer solchen Umsetzung mit bedeutend geringeren Verzerrungen [3].
Nachfolgend wird das Prinzip eines solchen Umsetzers betrachtet. Es wird die Verwendung eines FM-AM-Umsetzers vorgeschlagen, mit dessen Hilfe man ein Signal mit Quadratmodulation des Hilfsträgers unmittelbar aus dem Farbsignal SECAM formen kann.
Als FM-AM-Umsetzer könnte ein gewöhnliches selektives Glied Verwendung finden. Da aber im vorliegenden Fall am Ausgang des Umsetzers ein Signal mit einer Amplitudenmodulation des neuen Hilfsträgers bei unterdrücktem Hilfsträger gefordert wird, wird ein komplizierterer Umsetzer vorgeschlagen.
Der wichtigste Teil eines solchen Umsetzers (Bild 1) ist die Laufzeitkette mit einer Verzögerung t_0 um die Hälfte einer Periode des Trägers des FM-Signals:

$$t_0 = \frac{\pi}{\omega_0}$$

Das umzusetzende Signal kann man darstellen in der Form

$$E_{FM} = E_0 \sin [\omega_0 t + \Phi(t)] = E_0 \sin \psi(t)$$

ω_0 ≙ Kreisfrequenz des Hilfsträgers
E_0 ≙ Amplitude des Hilfsträgers und
$\psi(t)$ ≙ laufende Phase des Signals, das sich nach dem Gesetz der modulierenden Signale E_F ändert.

Die augenblickliche Frequenz ist

$$\omega(t) = \frac{d\,\Psi(t)}{dt} = \omega_0 + E_F\,\Delta\,\omega(t)\,. \quad (1)$$

Am Ausgang des Summators (Bild 1) liegt das Signal A:

$$A(t) = E_{FM}(t) + E_{FM}(t - t_0) =$$
$$= E_0 \left\{ \sin [\omega_0 t + \Phi(t)] + \sin [\omega_0 t + \Phi(t - t_0)] \right\}$$
$$= 2 E_0 \sin \left[\frac{\Phi(t) - \Phi(t - t_0)}{2} \right] \cos \left[\omega_0 t + \frac{\Phi(t) + \Phi(t - t_0)}{2} \right]$$

Am Ausgang des Bandfilters liegt das Signal B:

$$B(t) = K_1 \sin \left[\omega_0 t + \omega_1 t + \Phi\left(t - \frac{t_0}{2}\right) + \Phi_0 \right]$$

Φ_0 ≙ konstante Phase
K_1 ≙ Konstante.

Diese beiden Signale gelangen zum Umsetzer, an dessen Ausgang wir das Signal

$$E_{Aus} = K_2 \sin \left[\frac{\Phi(t) - \Phi(t - t_0)}{2} \right] \sin \left[\omega_1 t + \Phi\left(t - \frac{t_0}{2}\right) - \frac{\Phi(t) + \Phi(t - t_0)}{2} + \Phi_0 \right]$$

erhalten.
Nach einigen Umformungen und Vereinfachungen [4] erhält man

$$E_{Aus} = K_3 \frac{d\,\Phi}{dt} \sin [\omega_1 t + \Phi_0]$$

Nach Gl. (1) ist das Signal E_{Aus} proportional $E_F \sin \omega_1 t$.
Dieser Ausdruck ist analog dem für ein Signal vom Balancemodulator, in dem ein Signal mit der Frequenz ω_1 von dem Signal E_F moduliert wird.
Der oben betrachtete Umsetzer fand seine praktische Anwendung zur Umsetzung des SECAM-Signals in ein AM-Signal [4] [5].
Bekanntlich erfordert das PAL-System eine hochstabile Hilfsträgerfrequenz, die fest mit der Zeilenfrequenz verkoppelt ist. Deshalb wird vorgeschlagen, im SECAM-Signal kurz hinter den Zeilensynchronimpulsen einen „Burst“ (Farbsynchronimpuls) des Farbhilfsträgers zu formen, dessen Frequenz quarzstabilisiert ist und fest mit der Zeilenfrequenz verkoppelt ist. Das gleiche Signal wird zur Erstellung des Farbhilfsträgers bei der Umsetzung SECAM-PAL verwendet. Bild 2 zeigt das Schema des vorgeschlagenen Umsetzers.
Am Eingang des Umsetzers liegt das SECAM-Farbsignal, das sich aus den Differenzsignalen R – Y und B – Y ergibt, die jede zweite Zeile anliegen. An den Eingang II des FM-AM-Umsetzers wird dann das Signal des neuen Hilfsträgers gegeben, das aus dem auf der Rückflanke des Zeilenaustastimpulses übertragenen „Burst“ geformt ist.
Zur Korrektur der HF-Preemphasis im SECAM-System muß ein Korrekturglied vor den FM-AM-Umsetzer geschaltet werden. Die Videokorrektur der Preemphasis erfolgt nach dem FM-AM-Umsetzer. Am Ausgang der Videokorrekturschaltung erhält man nacheinander die korrigierten Signale B – Y (Phase 0°) und R – Y (Phase 90°).
Durch Verwendung einer Laufzeitkette mit einer Zeit $\tau = 1/F_Z$ und eines Summators, an dessen Eingänge das verzögerte und das unverzögerte Signal gegeben werden, erhält man am Ausgang ein quadraturmoduliertes Signal. Dieses Signal ist dem NTSC-Signal sehr ähnlich, und die betrachtete Methode kann zur SECAM-PAL-Umsetzung verwendet werden.
Zum Erhalt des PAL-Farbsignals muß noch eine zusätzliche Umsetzung des quadraturmodulierten Signals am Ausgang des Summators in ein PAL-Signal erfolgen [6]. Das Schema dieser Umsetzung zeigt Bild 3. Das Farbsignal am Eingang ist

$$\bar{F} = C\,e^{j\alpha}\,e^{j\omega_0 t}$$

Für das PAL-Signal braucht man

$$\bar{F} = C\,e^{j\alpha}\,e^{j\omega_0 t}$$

für ungerade Zeilen (2n-1) und

$$\bar{F}^* = C\,e^{-j\alpha}\,e^{j\omega_0 t}$$

für gerade Zeilen (2n),
$\bar{F}^*$ ist eine Größe, die $\bar{F}$ konjugiert komplex ist.
Die Signale für die ungeraden Zeilen werden nicht geändert, während für die geraden Zeilen eine Umwandlung von $\bar{F}$ in $\bar{F}^*$ erforderlich ist.

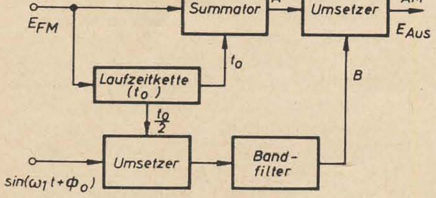


Bild 1: FM-AM-Umsetzer

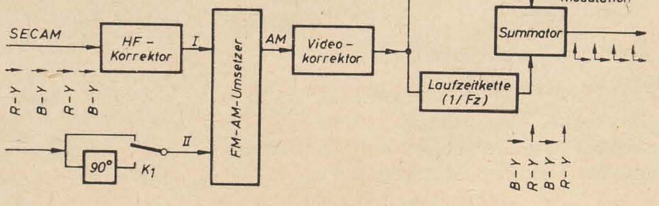


Bild 2: Umsetzer SECAM-quadraturmoduliertes Signal

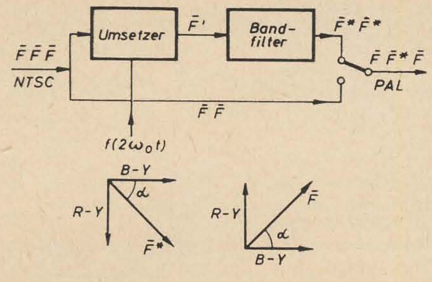


Bild 3: NTSC-PAL-Umsetzer

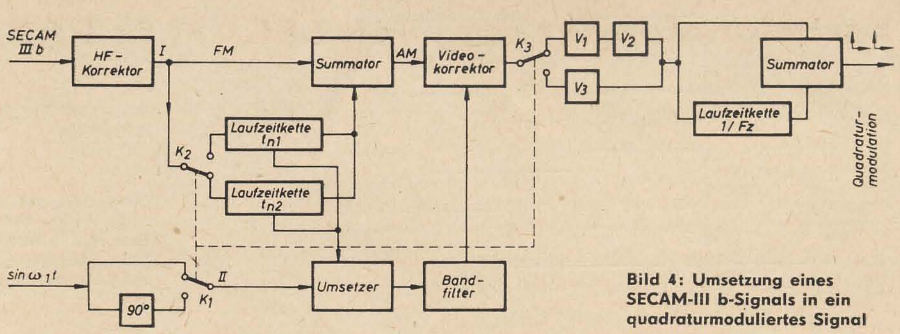


Bild 4: Umsetzung eines SECAM-III b-Signals in ein quadraturmoduliertes Signal

Stimmt die Phase des Signals f $(2\,\omega_0\,t)$ mit der Phase von B – Y überein, dann ist dieses Signal nach der Umwandlung

$$\bar{F}' = C\,e^{-j\alpha}\,e^{j\omega_0 t} + C\,e^{j\alpha}\,e^{3j\omega_0 t}$$

Die dritte und höhere Harmonische werden vom Bandfilter unterdrückt, d. h., man erhält nach dem Filter

$$\bar{F}^* = C\,e^{-j\alpha}\,e^{j\omega_0 t}$$

Ein Nachteil dieser Umsetzung ist, daß Phasenverzerrungen des Eingangssignals nicht kompensiert werden können, wenn auch das Ausgangssignal des Umsetzers dem PAL-Signal entspricht. Ursachen von Phasenverzerrungen im vorgeschlagenen Umsetzer können sein: instabile Laufzeit der Laufzeitkette (Bild 2), nichtlineare Phasenkennlinien der Filter u. a. m.

Zur Umwandlung eines SECAM-III b-Signals sind zusätzlich eine zweite Laufzeitkette und ein elektronischer Kommutator K 2 mit einer Schaltfrequenz $F_Z/2$, der synchron mit dem Kommutator K 1 arbeitet, erforderlich (Bild 4). Jede Laufzeitkette arbeitet auf einer Hilfsträgerfrequenz des SECAM-III b-Signals.

Außerdem werden im Umsetzer die Elemente K 3, V 1, V 2, V 3 (siehe Bild 4) verwendet, die die geforderten Pegel und Polaritäten der Farbdifferenzsignale entsprechend

SECAM III b	1,9 (B – Y)	– 1,9 (R – Y)
PAL	0,493 (B – Y)	0,877 (R – Y)

gewährleisten.

Die vorgeschlagene Methode ruft prinzipiell bedeutend geringere Fehler hervor, als andere Methoden unter Anwendung der Demodulation und der erneuten Modulation der Signale.

(Gekürzte Übersetzung aus „Technika kino i televidenija" 12 [1968], H. 1, S. 52–54)

Literatur

[1] Pouyferrie, A. und Mignot, L.: Les problémes du transcodage. Télévision, Paris, Sept. (1967) Nr. 176, S. 257

[2] Castelli, E.: Standart Conversion and Chrominance Transcoding Problems in the Exchange of TV Programs. IEEE Trans. Broadcast and Telev. Receivers, May (1966) BTR-12 Nr. 2, S. 43–55

[3] Watson, S., Neville, A.: Survey of Color Transcoding. IEEE Trans. Broadcast and Telev. Receivers, May (1966) BTR-12 Nr. 3, S. 62–73

[4] Cassagne, P., und Melchoir, G.: SECAM Signal Decoding for Single-gun Tubes. Electronic Eng., 36, (1964) Nr. 442, S. 824–827

[5] Tkatschenko, A. P.: Umwandlung der Signale des SECAM-Systems für die Wiedergabe mit Einstrahl-Bildröhren. Materialien der wissenschaftlich-technischen Jubiläumskonferenz des Leningrader elektrotechnischen Fernmeldeinstitutes, Ausgabe 3. (1967) S. 47–52

[6] Bruch, W.: Transcoders PAL-NTSC: the Translation of a PAL Signal into an NTSC Signal and Vice-versa NTSC into PAL, Telefunken-Zeitung 37 (1964) Nr. 2, S. 115–135

Stabilisierte regelbare Gleichspannungsquelle 35 kV/3 mA

Dipl.-Ing. A. G Ö T S C H und
Dipl.-Ing. H. P. G R E I N E R

Mitteilung aus dem III. PTI der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Das nachstehend beschriebene Gerät ist geeignet, bestimmte Arbeiten in Forschungs-, Entwicklungs- und Prüflaboratorien zu rationalisieren. Es liefert eine einstellbare hochkonstante Gleichspannung im Bereich von 8 ··· 35 kV. Der maximale Laststrom beträgt 3 mA, d. h., bei der höchsten Spannung können 105 W entnommen werden. Die Hochspannungsquelle ist transportabel, verhältnismäßig klein und mit den erforderlichen Berührungsschutzeinrichtungen versehen. Das Gerät, von dem mehrere Exemplare gefertigt wurden, hat sich im Laborbetrieb bewährt.

Die Aufgabe bestand darin, eine zur Zeit ihrer Entwicklung auf dem Inlandmarkt völlig fehlende regelbare, hochkonstante und transportable Hochspannungsgleichstromquelle zu schaffen, die bis zu einigen mA belastet werden kann. Sie sollte den vielfältigsten Aufgaben in Forschungslaboratorien anpaßbar sein und unter anderem die Spannungen für die verschiedensten Elektronenstrahlsysteme wie Katodenstrahlröhren, Thyratrons, Röntgenröhren usw. liefern sowie für Durchschlagsuntersuchungen an Bauelementen und Isolierstoffen und für die verschiedensten Entladungsexperimente verwendbar sein.

Wirkungsweise und Schaltung des Gerätes

Die prinzipielle Wirkungsweise des nach dem Hochfrequenzverfahren arbeitenden Gerätes zeigt Bild 1.

Der mit 300 kHz schwingende Oszillator (Meißner-Schaltung) erzeugt eine hochfrequente Spannung von etwa 750 V_{max}, die unter Ausnutzung der Resonanzüberhöhung in Schwingkreisen im nach dem Prinzip eines Bandfilters arbeitenden Hochspannungstransformator auf etwa 10 kV_{max} hochtransformiert wird. Der anschließende Gleichrichter arbeitet in Greinacher-Schaltung mit Spannungsvervierfachung. Um einen großen Regelbereich für die Hochspannung zu erhalten, ist sowohl nach der Verdopplung als auch nach der Vervierfachung ein Ausgang vorgesehen. Ein Hochspannungsteiler, der im wesentlichen aus zwei hochspannungsfesten Widerständen (einer je Ausgang) besteht, dient als Vorwiderstand des Meßgerätes zur Hochspannungsanzeige und erzeugt die Führungsgröße für den Regelverstärker sowie das Signal für den Überspannungsschutz der Gleichrichterröhren. Der Regelverstärker bestimmt über das Schirmgitterpotential der Oszillatorröhren [1] den Wert der Hochfrequenzspannung und damit die Ausgangsspannung.

Der hier nicht erwähnte Netzteil und der im folgenden nicht näher beschriebene Regelverstärker wurden aus am Institut vorhandenen Typenunterlagen zusammengestellt. Bild 2 zeigt die Schaltung der Hochspannungsquelle in Analogie zu den Blöcken des Bildes 1 mit allen Einzelheiten.

Oszillator

Durch die Einstellung und Regelung der Hochspannung über das Schirmgitterpotential der Oszillatorröhren ist es möglich, deren Anodenspannung einfach und

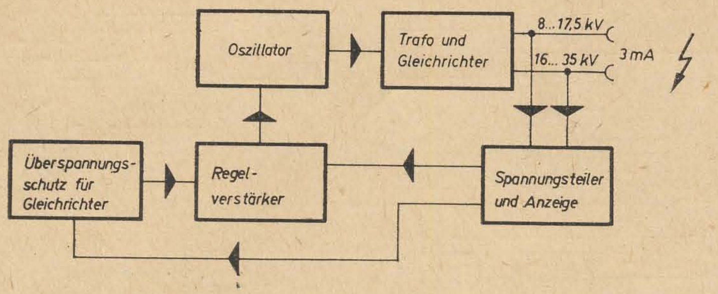


Bild 1: Blockschaltung der 35-kV-Hochspannungsquelle

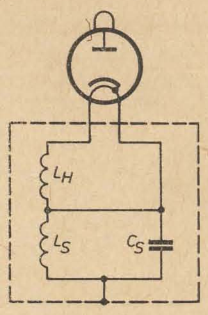


Bild 3: HF-Heizkreis für eine Gleichrichterröhre ▶

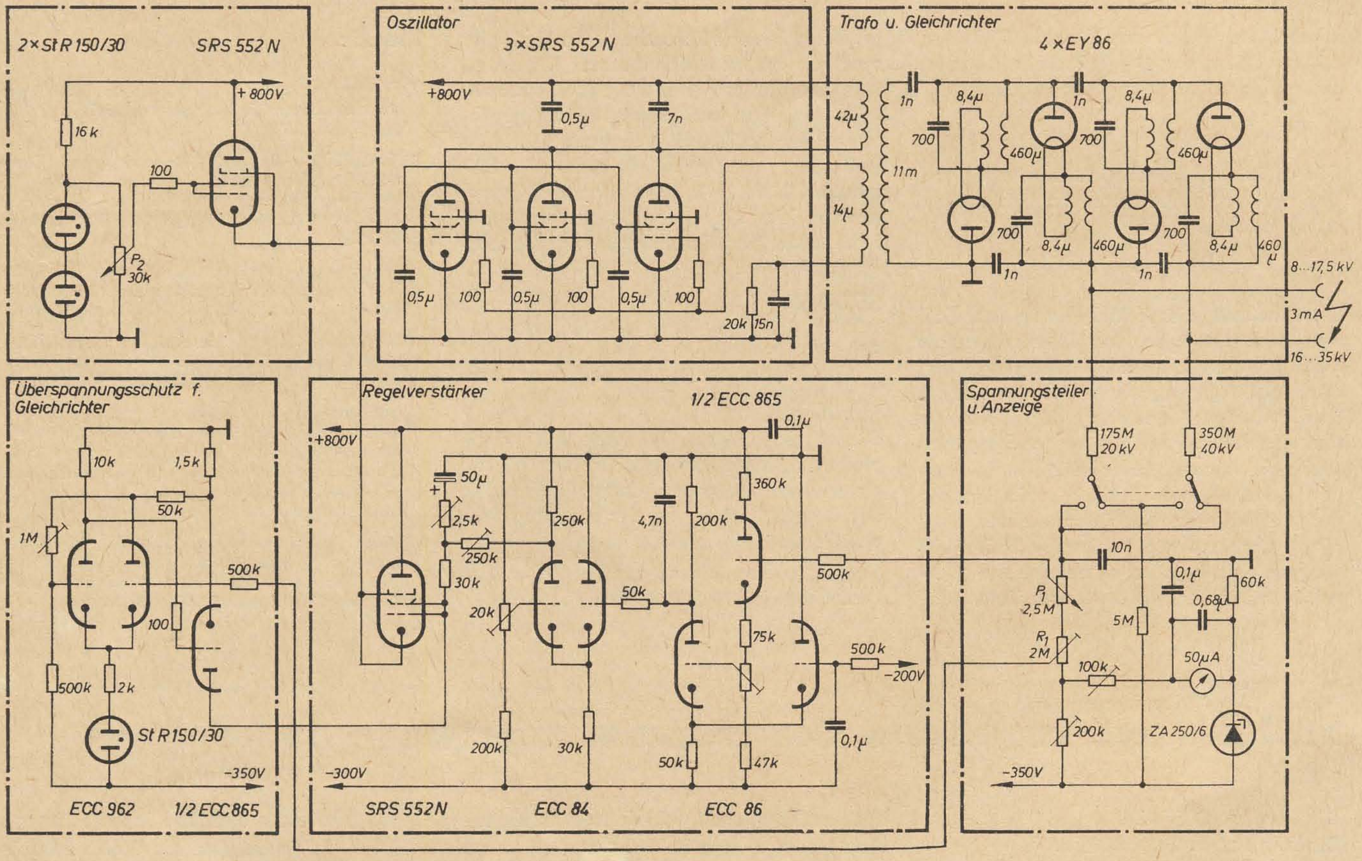


Bild 2: Schaltbild der 35-kV-Hochspannungsquelle. Die Baugruppen entsprechen den Blöcken des Bildes 1. Oben links: Schaltungsvariante ohne Spannungskonstanzregelung ▼

wirksam zu stabilisieren. Der Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf die Hochspannung ist deshalb sehr klein und der Regelaufwand zur Stabilisierung gegen Belastungsänderungen gering.

Hochspannungstransformator und Gleichrichterschaltung

Die Dimensionierung des Hochspannungstransformators sowie der Gleichrichterschaltung erfolgte nach *Swetlow* [2].
Da die Gitterspule ausschließlich über die Hochspannungsspule mit dem Anodenkreis gekoppelt ist, schwingt der Oszillator nur auf einer der beiden möglichen, durch Wahl des Windungssinnes der Gitterspule bestimmbaren Koppelfrequenzen. Aus Stabilitätsgründen empfiehlt es sich, die untere Koppelfrequenz zu verwenden.
Bemerkenswert ist das für die Gleichrichterröhren verwendete Heizprinzip. Zur Heizung wird der über die Anoden-Katodenkapazität der Dioden fließende Teil der HF-Energie ausgenutzt, indem dieser einem Schwingkreis L_s, C_s und über die Auskoppelwicklung L_H dem Heizer der Röhre zugeführt wird (Bild 3). Jede Gleichrichterröhre benötigt ihren eigenen Heiztransformator, der bei Verwendung von Ring- oder Topfkernen so klein gehalten werden kann, daß er sich bequem unmittelbar unter der Fassung der jeweiligen Röhre in einem kleinen Becher anordnen läßt (Bild 4). Die Verwendung dieser Heizart verringert die Schaltkapazitäten im Hochspannungsteil beträchtlich und läßt dessen Spannungsfestigkeit konstruktiv wesentlich leichter verwirklichen. Die Röhren werden jedoch entsprechend dem jeweils eingestellten Hochspannungswert unterschiedlich stark geheizt.
Bei Röhren mit Metallkatode ändert sich dadurch lediglich deren Emission und damit der aus der Quelle maximal entnehmbare Laststrom. Bei solchen mit Oxidkatode dagegen tritt bei stärkerer Unterheizung Spratzen auf. Deshalb kann unter Ausnutzung einer noch vertretbaren Überheizung am oberen Ende des Regelbereichs gerade eine zulässige Hochspannungsänderung von etwa 2 : 1 je Ausgang erreicht werden.

Hochspannungsteiler und -anzeige

Jeder Ausgang besitzt seinen eigenen hochspannungsfesten Hochohm-Teilerwiderstand. Durch beide fließt der gleiche Teilerstrom, so daß ein gemeinsamer unterer Teil des Spannungsteilers aufgebaut werden kann, an dem der Hochohm-Teilerwiderstand des jeweils benutzten Ausgangs mittels eines Umschalters angeschaltet wird. Die Nullpunktunterdrükkung ermöglicht eine sehr genaue An-

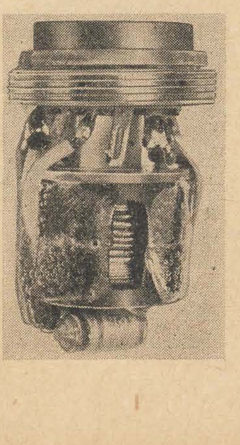


Bild 4: Aufbau des HF-Heizkreises (Abschirmtopf abgeschraubt). Oben: Röhrenfassung, unten: Kondensator C_S, darüber: Topfkern mit L_S und L_H

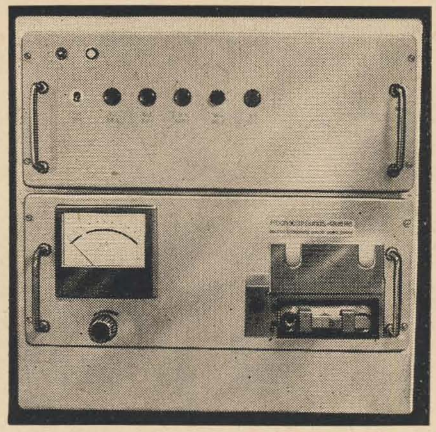
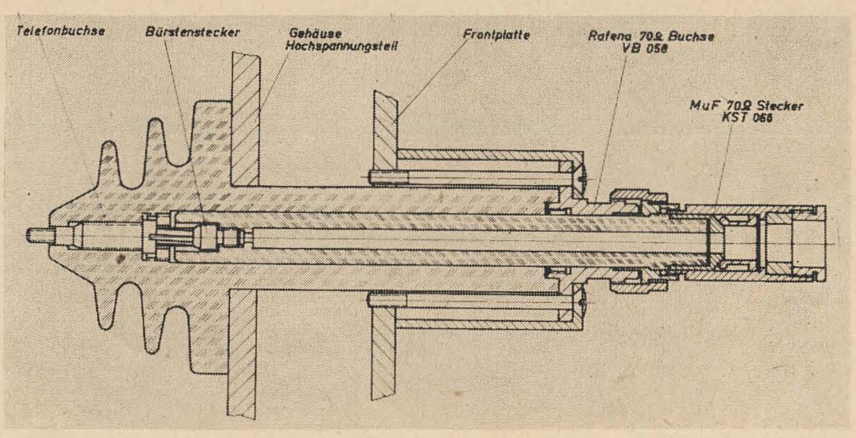


Bild 5: Frontansicht der 35-kV-Hochspannungsquelle



6

Bild 6 (rechts): Konstruktionsprinzip der Hochspannungssteckverbindung bis 35 kV unter Verwendung handelsüblicher Elemente (Telefonbuchse, Bürstenstecker, HF-Steckverbindung)

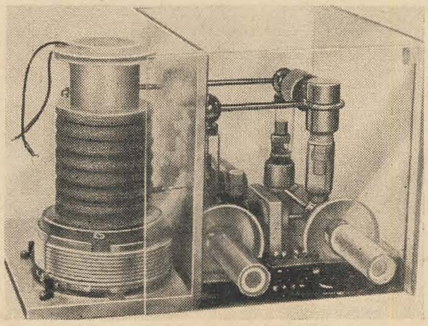


Bild 7: Konstruktive Ausführung des Hochspannungsteils. Links: Hochspannungstrafo mit seinen drei Wicklungen (oben Gitter-, unten Anodenwicklung), rechts: Gleichrichterkaskade, vorn rechts: die beiden Ausgänge

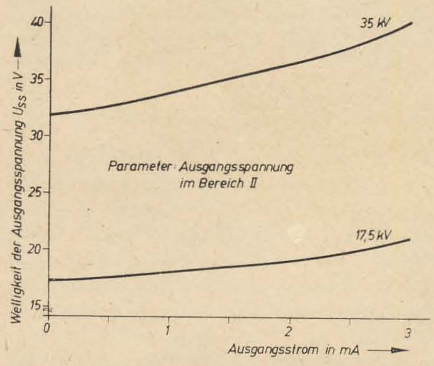


Bild 8: Welligkeit der Ausgangsspannung

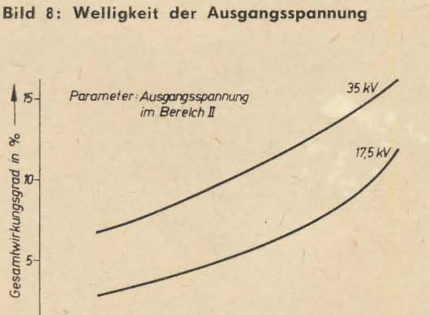


Bild 9: Gesamtwirkungsgrad der 35-kV-Hochspannungsquelle

zeige der Hochspannung. Mit P_1 wird die Ausgangsspannung und mit R_1 der Schwellwert für den Überspannungsschutz eingestellt.

Überspannungsschutz

Um beim Einschalten des Gerätes oder bei plötzlicher Unterbrechung des Laststromes infolge der endlichen Zeitkonstante des Regelverstärkers eine unzulässig hohe Spannungsbelastung der Gleichrichterröhren zu vermeiden, schaltet ein Schmitt-Trigger nach Überschreiten eines Hochspannungsschwellwertes augenblicklich die Ausgangsspannung des Regelverstärkers auf Massepotential, bis dieser entsprechend nachgelaufen ist.

Vereinfachte Variante ohne Regelverstärker

Oben links im Bild 2 ist eine vereinfachte Variante der 35-kV-Hochspannungsquelle dargestellt [1], wenn auf eine Regelung der Ausgangsspannung gegen Laständerung verzichtet werden kann. Die angegebene Schaltung ermöglicht eine gute Einstellung der Ausgangsspannung mit dem Potentiometer P_2 dann, wenn sie wie vorher der Regelverstärker an die Schirmgitter der Oszillatorröhren angeschlossen wird. P_1 und R_1 sind dabei durch Festwiderstände zu ersetzen.

Konstruktiver Aufbau

Bild 5 zeigt die Frontansicht der 35-kV-Quelle. Der obere Einschub enthält den Netzteil, der untere den Hochspannungsteil. Unter dem Anzeigeinstrument befindet sich das Potentiometer P_1, mit dem die Hochspannung eingestellt werden kann. Rechts sind die beiden Hochspannungsausgänge mit dem Umschalter für die Teilerwiderstände erkennbar. Der Umschalter ist so konstruiert, daß er den jeweils nicht geregelten Ausgang verdeckt. Die Hochspannungssteckverbindungen wurden unter Verwendung handelsüblicher HF-Steckelemente verwirklicht (Bild 6). Sie dürfen nicht unter Spannung gesteckt oder getrennt werden. Dies verhindert eine Schutzklappe, bei deren Anheben die Anodenspannung der Oszillatorröhren automatisch abgeschaltet wird. Der eigentliche Hochspannungsteil ist in einem allseitig elektrisch dichten Aluminiumgehäuse auf einem Piacrylchassis aufgebaut (Bild 7). Der Transformator besteht aus der Anodenspule (HF-Litze 10 × 60 × 0,7), der Hochspannungswicklung (10 Kammern) und der obenliegenden Gitterspule. Unter den Röhren der Vervierfacherschaltung liegen die in Gießharz eingebetteten Hochohmwiderstände.

Technische Eigenschaften

Zur Prüfbelastung der Quelle diente ein entsprechend unterheiztes Glühventil mit Metallkatode vom Typ V 150/812 p, dessen Bremsstrahlung vermittels eines 3 mm dikken Bleimantels abgeschirmt werden mußte. Bei maximaler Ausgangsspannung konnte eine geringfügige Lastabhängigkeit festgestellt werden. Bei 3 mA sinkt die Spannung um etwa 100 V, also um etwa 3,5 ‰, ab. Eine Netzspannungsabhängigkeit war im Bereich von 180 bis 250 V nicht feststellbar. Die der Ausgangsgleichspannung überlagerte HF-Brummspannung (50 Hz waren nicht nachweisbar) zeigt Bild 8, und im Bild 9 ist der gemessene Gesamtwirkungsgrad des Gerätes unter Einbeziehung der Netzteilverluste dargestellt.

Technische Daten

Ausgangsspannung:	8 ··· 35 kV in zwei Bereichen I 8 ··· 17,5 kV, II 16 ··· 35 kV stetig einstellbar
Anzeigegenauigkeit:	< 2,5 % vom Skalenendwert
Spannungskonstanz:	< 1 % Spannungsänderung bei max. Laständerung und ± 10 % Netzänderungen
Welligkeit:	$\leq 1 \cdot 10^{-3}$
Belastung:	max. 3 mA
Polarität:	positiv gegen Masse
Kursschlußsicherheit:	Aussetzen des HF-Oszillators
Stromversorgung:	220 V ± 10 %, 50 Hz
Leistungsaufnahme:	max. ≈ 600 VA
Abmessungen in mm:	550 × 550 × 430
Masse:	50 kg

Literatur

[1] Fellows, F. C., und Bumford, B. A.: The Terminal Electronic Circuit of Pulsed 2 MeV Electrostatic Accelerator. Nucl. Instr. & Met. 22 (1963), H. 2, S. 353

[2] Swetlow, N. I.: Kleinleistungs-Hochfrequenz-Hochspannungs-Quellen. Gosenergoisdat, Moskau/Leningrad 1962

Bauanleitung

Transistorvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand

Dipl.-Ing. oec. G. ELZNER

Für Spannungsmessungen an hochohmigen Objekten ist ein Röhren- oder Transistorvoltmeter mit hohem Eingangswiderstand erforderlich. Im folgenden wird ein mit vier Transistoren bestücktes Transistorvoltmeter für Gleich- und Wechselspannungsmessungen beschrieben, das mit relativ geringem Aufwand leicht nachzubauen ist.

Transistorbestückung

Da z. Z. Si-Transistoren, die sich gegenüber Ge-Transistoren wegen ihres günstigen Temperaturverhaltens für Gleichstromverstärker besser eignen, nicht in genügender Auswahl und zu akzeptablen Preisen zur Verfügung stehen, wurde ein Transistorvoltmeter mit Ge-Transistoren aufgebaut, das einige wesentliche Vorteile gegenüber vielen bisher veröffentlichten Schaltungen mit Ge-Transistoren aufweist.

Als besondere Vorteile sind zu nennen:

- Verwendbarkeit von Transistoren mit relativ geringem Stromverstärkungsfaktor
- hoher Eingangswiderstand auch auf dem untersten Meßbereich von 0,5 V bei $R_e = 3\,M\Omega$

Es wurden ausgesuchte Transistoren der 150-mW-Typen aus dem sogenannten verwertbaren Ausschuß mit folgenden Daten eingesetzt:

T_1, T_2: $\beta = 30$, $-I_{CEO} = 80\,\mu A$

T_3, T_4: $\beta = 40$, $-I_{CEO} = 100\,\mu A$

T_1 und T_2 sowie T_3 und T_4 wurden auf Paarigkeit (β und $-I_{CEO}$) ausgemessen. Je besser die Parameter der Paare in ihren Werten übereinstimmen, desto günstiger wirkt sich dies auf die Symmetrie und Stabilität der Schaltung aus. Wichtiger als die absolute Größe der Stromverstärkung und des Reststroms ist also erst einmal die möglichst gute Paarigkeit. Es ist jedoch zu bemerken, daß der Reststrom nicht über 100 μA betragen soll, gemessen bei 4 V Emitter-Kollektorspannung; denn Transistoren mit geringem Reststrom sind wegen ihrer geringeren Temperaturempfindlichkeit hier besser geeignet.

Schaltung des Verstärkers

Die Schaltung des Transistorvoltmeters zeigt Bild 1. Sie besteht aus einem Kollektor-Gegentaktverstärker mit den Transistoren T_3 und T_4 sowie den entsprechenden Vorstufen (T_1, T_2). Die Vorstufen sind mit dem Gegentaktverstärker ähnlich dem Darlington-Verfahren gekoppelt. T_1 und T_2 arbeiten mit einer geringen Kollektor-Emitterspannung von $-U_{CE} \approx 0{,}7$ V. Mit R_{14} kann das Verstärkungsverhältnis zwischen dem oberen und dem unteren Zweig durch Änderung der Emitterwiderstände geregelt werden. Der Einstellregler, der von außen zugänglich sein soll, dient damit der Einstellung bzw. Korrektur des Instrumentennullpunktes. Die Kombination der Emitterwiderstände aus R_{12}, R_{13} und R_{14} gewährleistet eine gute Einstellbarkeit des Nullpunktes. Die Emitter-Kollektorspannung für T_3 und T_4 ist mit R_{12} und R_{13} auf etwa 1,5 V einzustellen (820 Ω dient als Richtwert). Damit liegen die Arbeitspunkte dieser Transistoren so, daß die Skale für Gleichspannung linear und das Gerät ausreichend unempfindlich gegen Batteriespannungsschwankungen ist. (Die Angaben der Kollektor-Emitterspannungen gelten für die Messung mit einem Instrument 20 kΩ/V).

Die Schaltung lieferte folgende gute Meßergebnisse:

Weicht die Batteriespannung um +25 % von der Sollspannung ab, so wird das Meßergebnis, d. h. der angezeigte Wert, um etwa +2,5 % verfälscht. Bei −25 % Abweichung von der Sollspannung (3 V statt 4 V!) tritt eine Verfälschung von −2,5 % ein (Bild 2). Für die vorgestellte Schaltung gilt damit bei $U_{Batt} = 3 \cdots 5$ V die Beziehung

$$\frac{\Delta U_{Batt}}{\Delta U_{Anz}} \approx \frac{10}{1}$$

Diese Tatsache erübrigt eine Stabilisierung der Speise(Batterie-)spannung. Als Spannungsquelle werden zwei 2-V-Blei-Trockenakkus verwendet. Diese Akkus haben eine günstige Entladungskurve. Ohne Änderung der Dimensionierung läßt sich auch eine 4,5-V-Flachbatterie einsetzen.

C_1 bewirkt eine gewisse Hand(Brumm-)unempfindlichkeit des Verstärkereingangs.

Die Gesamtstromaufnahme der Schaltung liegt bei 4,5 ··· 5,5 mA.

Als Meßinstrument fand ein 50-μA-Instrument mit 10teiliger Skale und einem Innenwiderstand von 3,5 kΩ Verwendung. R_{11} dient der einmaligen Einstellung des Endausschlags. Beim möglichen Einsatz eines 100-μA-Instruments wird der Eingangswiderstand für den 0,5-V-Bereich niedriger, es sei denn, man setzt Transistoren mit höherer Stromverstärkung ein.

Eingang

Der Aufbau des Spannungsteilers ist unproblematisch und erfolgt etwa in der Weise wie in [3] beschrieben. Es muß

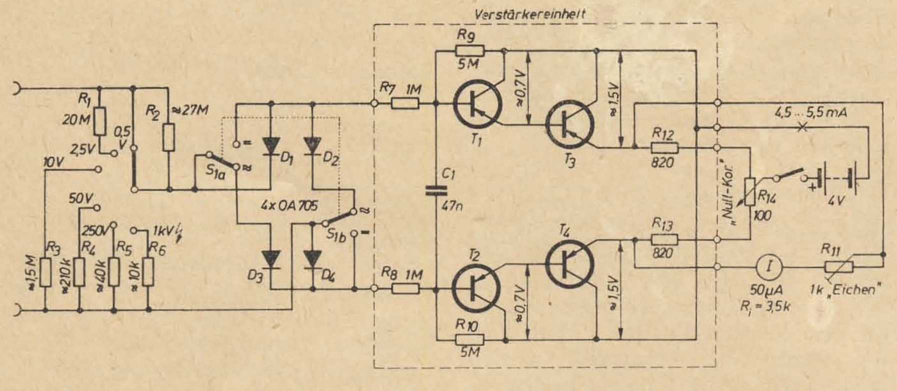


Bild 1: Schaltung des Transistorvoltmeters

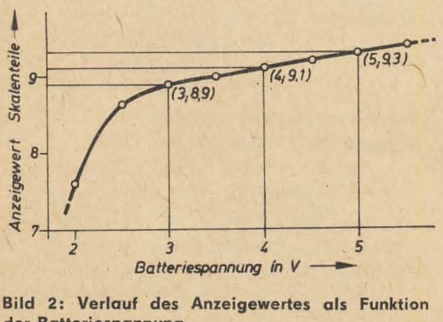


Bild 2: Verlauf des Anzeigewertes als Funktion der Batteriespannung

Bild 3: Ansicht der Verstärkereinheit

lediglich darauf geachtet werden, daß R_2 aus mehreren Einzelwiderständen (z. B. 4× 5 MΩ 0,5 W) aus Gründen der Widerstandskonstanz kombiniert und der Eingang gut isoliert wird.
Eingangswiderstände der Meßbereiche:

0,5 V: R_e = 3 MΩ	50 V: R_e = 20 MΩ
2,5 V: R_e = 15 MΩ	250 V: R_e = 20 MΩ
10 V: R_e = 20 MΩ	1000 V: R_e = 20 MΩ

Bei Umschaltung auf Wechselspannung erfolgt die Gleichrichtung durch die Dioden $D_1 \cdots D_4$ in Graetzschaltung. Hierfür ist eine zweite Skale, die nicht linear wird, mit einer stetig veränderbaren – durch ein Zweitgerät kontrollierte – Wechselspannung aufzubringen. Im Mustergerät wurden für $D_1 \cdots D_4$ ausgesuchte OA 626 mit einem Sperrwiderstand von 1 MΩ, gemessen bei 4 V, eingesetzt. Dieser Sperrwiderstand wird von den meisten OA 705 ohne weiteres erreicht. Eine Überprüfung wäre zweckmäßig.
Bei kapazitätsarmem Aufbau des Eingangs sind Messungen von Wechselspannungen bis etwa 30 kHz ohne wesentliche Verfälschung der Meßergebnisse möglich. Hochfrequentere Spannungen sind mittels HF-Tastkopf, in der Literatur bereits mehrfach beschrieben, zu messen.

Mechanischer Aufbau

Um eine ausreichende thermische Stabilität des Transistorvoltmeters zu erreichen, würden die vier Transistoren mit gerade vorhandenen Kühlkörpern – Kühlschellen dürften nicht ausreichen – auf eine Aluminiumplatte 55 mm × 25 mm × 5 mm geschraubt (Bild 3). Der Einbau der Transistoren in einen gemeinsamen Kupferblock wäre noch günstiger. Auf alle Fälle ist zu sichern, daß die Transistoren, deren Parameter stark temperaturabhängig sind, immer untereinander gleich temperiert sein müssen, d. h., daß ein Temperaturgleichgewicht im Transistorpaar bestehen muß. Andernfalls würde durch eine Temperaturdifferenz das Brückengleichgewicht gestört werden.
Zum beschriebenen Einbau der Transistoren eignen sich 150-mW-Typen mit dem langen (10,3 mm) Gehäuse am besten.
Nach dem Zusammenbau bzw. Löten der Schaltung ist vor dem Eichen die gesamte Einheit einige Stunden abkühlen zu lassen, damit sich für die Transistoren das Temperaturgleichgewicht einstellt. Erst dann sind Symmetrie und Stabilität der Verstärkung gewährleistet.

Eichen

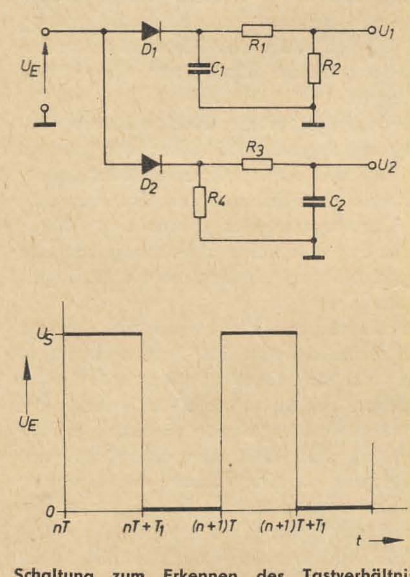
Die Eichung des Transistorvoltmeters erfolgt zuerst durch Einstellung des Endausschlags für den 0,5-V-Bereich mit R_{11}. Anschließend wird mit der genauen Dimensionierung von $R_1 \cdots R_6$ die Eichung der anderen Meßbereiche vorgenommen. Die im Schaltbild angegebenen Werte für R_1 bis R_6 sind Richtwerte. Nach der Eichung der Gleichspannungs-Meßbereiche wird die Skale für Wechselspannungen in der bereits beschriebenen Weise aufgetragen.

Literatur

[1] Shea, R. F.: Transistortechnik. Verlag Technik, Berlin 1961
[2] Lennartz, H., und Taeger, W.: Transistorschaltungstechnik. Verlag für Radio – Foto – Kinotechnik G.m.b.H., Berlin-Borsigwalde
[3] Jakubaschk, H.: Transistormeßgeräte. Reihe Praktischer Funkamateur, Heft 40, Deutscher Militärverlag

Überwachung des Tastverhältnisses von Rechteckwellen

Häufig ist es notwendig, das Tastverhältnis von Rechteckimpulsen konstant zu halten. Die in [1] angegebene und in unserem Bild dargestellte einfache Überwachungsschaltung ist für das Erkennen eines bestimmten Tastverhältnisses geeignet und ermöglicht die Kontrolle eines vorgegebenen Sollwertes. Die gewünschte Wirkung wird durch Vergleich einer erzeugten Referenzspannung U_1 mit dem Mittelwert einer aus dem Eingangssignal auf einfache Art gewonnenen Spannung U_2 erzielt. Die Schaltung ist vielseitig einsetzbar; die einzelnen Werte sind je nach Spannungspegel des Eingangssignals geeignet auszuwählen.



Schaltung zum Erkennen des Tastverhältnisses einer positiven Rechteckimpulsfolge

Die Vergleichsspannung entsteht durch Aufladen der Kapazität C_1 über die Diode D_1 bis zum Spitzenwert der Eingangsspannung und nachfolgende Spannungsteilung. Notwendige Bedingung für hinreichende Konstanz dieser Vergleichsspannung ist eine im Verhältnis zur Periodendauer des Eingangssignals sehr große Zeitkonstante $C_1 (R_1 + R_2)$.
Der Vergleichskreis ist ein einfacher Integrator, dessen Ausgangsspannung vom Spitzenwert der Eingangsspannung und deren Tastverhältnis abhängt. Die Zeitkonstante, in diesem Fall $C_2 R_3$, muß sehr viel größer als die Periodendauer des Eingangssignals sein; R_4 ist jedoch wesentlich kleiner als R_3 zu wählen. Die Diode D_2 kompensiert lediglich den Spannungsabfall an D_1.

Es gelten folgende Gleichungen:

$$U_1 = (U_S - U_{D1}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

für $(R_1 + R_2) C_1 \gg T$

$$U_2 = (U_S - U_{D2}) \frac{T_1}{T}$$

für $R_3 C_2 \gg T$, $R_4 \ll R_3$

Für $U_1 = U_2$ ist die Differenzspannung zwischen beiden Null und es gilt

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{T_1}{T}$$

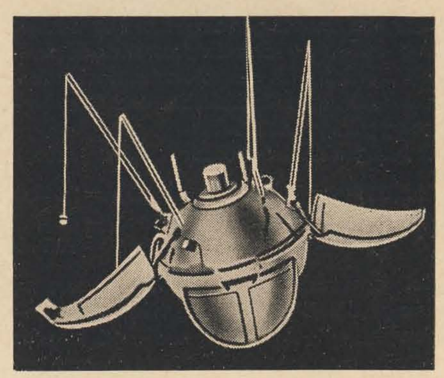
Die Genauigkeit hängt von R_1 und R_2 sowie von den Spannungsabfällen an den Dioden ab (sinnvoll Paare einsetzen) und ist unabhängig von der Amplitude der Eingangsspannung, sofern diese größer als ein im wesentlichen durch die Schleusenspannungen der Dioden bestimmter unterer Grenzwert ist. Der Wert der Kondensatoren ist unkritisch. Beim Einsatz der Schaltung ist zu beachten, daß die Quelle relativ stark belastet wird, am Ausgang jedoch kaum Steuerstrom für nachfolgende Schaltungen entnommen werden darf.
Als Anwendungsmöglichkeiten bieten sich der Anschluß der Ausgänge an einen Nullindikator (zweckmäßig ist die Vorschaltung eines Differenzverstärkers) zur Überwachung des Tastverhältnisses oder deren Rückführung zum Generator zwecks Konstanthaltung des Tastverhältnisses an; hierbei entsteht ein geschlossener Regelkreis.
Sind R_1 und R_2 geeichte Potentiometer, so kann die Schaltung zur Messung des Tastverhältnisses benutzt werden.
Setzt man anstelle von R_1 oder R_2 einen Thermistor ein und steuert mit dem Ausgangssignal der Schaltung die Haltezeit eines monostabilen Multivibrators, so entsteht eine sehr wirksame Kontroll- bzw. Steuerschaltung für die Temperatur. Der Wirkungsgrad einer solchen Regelung ist weit höher als der einfacher Anordnungen mit nachgeschaltetem A-Verstärker.
Durch Umpolen der Dioden und nötigenfalls der Kondensatoren kann die Schaltung für negative Impulse ausgelegt werden.

Graichen

Literatur

[1] Electronics 40 (1967), H. 24, S. 81 und 82

Panorama-Fernsehkamera der automatischen Mondstationen



Am 3. Februar 1966 gelang der sowjetischen automatischen Mondstation „Luna-9“ die erste weiche Landung auf der Oberfläche unseres Trabanten. Zu den wichtigsten Aufgaben dieses kosmischen Experimentes gehörte die Fernsehuntersuchung der Mikrostruktur der Mondoberfläche. Das Bild der Mondlandschaft wurde mit Hilfe einer Panorama-Fernsehkamera übertragen, die sich im Zentrum des oberen Teiles der automatischen Mondstation befand. Sie orientierte sich auf der Oberfläche mit Hilfe von vier sich öffnenden Blätterantennen. Im Sehfeld der Panoramakamera befanden sich Stabantennen und schmale zweiteilige Spiegel, mit denen man perspektivische Bilder innerhalb eines engen Sehwinkels (4°) erhält. Der Stereoeffekt erleichtert die Dechiffrierung und Auswertung der Bilder.

Bedingungen der Bildübertragung

Die Besonderheiten des Mondes als Objekt von Fernsehübertragungen wurden bei der Entwicklung der Kamera berücksichtigt. Das Charakteristische an der Mondlandschaft ist ihre Unbeweglichkeit. Nur die Schatten von Geländeunregelmäßigkeiten ändern ihre Länge in Abhängigkeit von der Höhe des Sonnenstandes. Die Dauer eines Tages auf dem Mond entspricht ungefähr 14 Erdtagen, deshalb ändert sich die Höhe des Sonnenstandes nur um 0,5° je h.

Die Beleuchtungsbedingungen auf dem Mond sind ausreichend klar. Da der Mond keine Atmosphäre hat, erreicht das Sonnenlicht die Oberfläche ungeschwächt. Auf einer senkrechten Fläche beträgt seine Ausstrahlung fast 150 000 lx. Der reflektierte Lichtstrom ändert sich aber stark in Abhängigkeit von der Höhe des Sonnenstandes und von der Beobachtungsrichtung. Untersuchungen [1] haben ergeben, daß die Reflexionscharakteristik der Mondoberfläche birnenförmig ist, die Spitze ist der Lichtquelle zugewandt (Bild 1).

Auf Grund des niedrigen Reflexionskoeffizienten der Mondoberfläche galt es, Bilder kontrastarmer Objekte vor einem Hintergrund zu übertragen, dessen mittlere Helligkeit sehr schwankte. Außerdem mußte das Gerät unter Übergangsbedingungen des frühen Mondmorgens bei geringer Sonnenhöhe arbeiten, zu einer Zeit also, wenn der Charakter der Beleuchtung völlig unbestimmt ist. Ebenso wurde die Möglichkeit der Landung der Station in einer Vertiefung der Mondoberfläche nicht ausgeschlossen, wo mit einer sehr geringen Beleuchtung zu rechnen war.

All das erforderte die Entwicklung einer Fernsehkamera mit einer ausreichend hohen maximalen Empfindlichkeit und einer speziellen automatischen Regelung.

Die Kamera der Station „Luna-9“ hat eine optisch-mechanische Ablenkung. Im Unterschied zu elektronischen Fernsehsystemen ist das optisch-mechanische langsam und eignet sich deshalb gut für die Übertragung der unbeweglichen Mondlandschaft.

Bei der langsamen Bildübertragung ist die Bandbreite des Videosignals sehr klein, und das Signal könnte über einen ökonomischen Radiokanal übertragen werden, der einen Sender kleiner Leistung und nichtgerichtete Antennen benötigt.

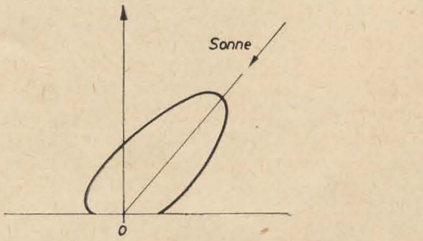


Bild 1: Reflexionscharakteristik der Mondoberfläche

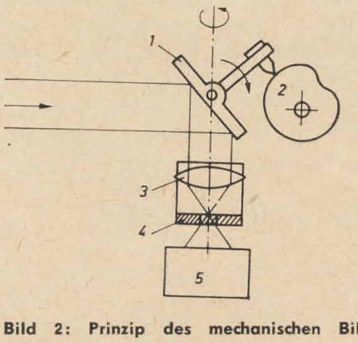


Bild 2: Prinzip des mechanischen Bildabtastsystems

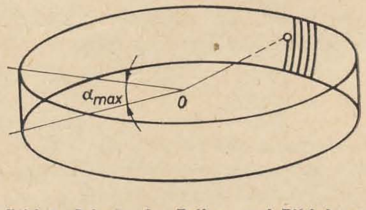


Bild 3: Prinzip der Zeilen- und Bildabtastung

Die Bildübertragung erfolgte mit Hilfe einer Einrichtung, die aus einem Spiegel (1), einer Nocke (2) und einem Objektiv (3) bestand, in dessen Bildebene sich die Begrenzungsblende (4) befindet (Bild 2). Unmittelbar hinter der Blende liegt der Lichtempfänger (5). Der Spiegel führt nach Bild 3 zwei Bewegungen durch: ein schnelles Schwingen um die Vertikale (Zeilenablenkung) und ein langsames Drehen in der horizontalen Fläche (Panorama-Bildablenkung).

Der Beobachtungswinkel ist nicht mit dem Blickwinkel des Objektivs verbunden, und er kann mindestens in einer Richtung 360° erreichen. Die Ablenkungseinheit begrenzt ebensowenig die Wahl der relativen Öffnung und der Brennweite des Objektivs, die unabhängig, ausgehend von der geforderten Empfindlichkeit, der Schärfentiefe oder der Abmessungen, ermittelt werden.

Parameter der Ablenkeinheit

Bei normaler Orientierung der Station soll der Abstand zwischen Kamera und dem am nahesten gelegenen Motiv 1,5 m betragen. Deshalb ist das Objektiv der Kamera mit einer Brennweite von F = 12,4 mm und einer relativen Öffnung von 1 : 3 so justiert, daß eine scharfe Übertragung des Bildes aus einer Entfernung von 1,5 m $\cdots \infty$ gewährleistet ist.

Der Durchmesser der Begrenzungsblende wurde so ausgelegt, daß eine Winkelauflösung von 0,06° erreicht wurde. Dabei kann die Kamera aus einer Entfernung von 1,5 m Details des Mikroreliefs unterscheiden, deren Maße nur 1,5 $\cdots$ 2 mm betragen.

Eine Besonderheit der Station ist die Neigung um ungefähr 16°. Dadurch gelangt ein Teil der nahegelegenen Mondoberfläche in das Sehfeld der Kamera, und zur Übertragung des Bildes des Mikroreliefs aus minimaler Entfernung von der Kamera werden günstige Voraussetzungen geschaffen.

In horizontaler Fläche hat die Kamera eine Rundsicht von 360°; deshalb ist es richtiger, von einem Rundpanorama zu sprechen. Die Kamera machte jedoch nicht bei allen Übertragungen eine völlige Drehung, da der Weltraum einen Teil des Sehwinkels, bedingt durch die Neigung der Kamera, einnahm. Die Kamera, die den Raum unter einem Winkel von 29° × 360° beobachtete, erzeugte ein Panoramabild aus 12,5 quadratischen Bildern.

Antriebsmechanismus

Im synchronisierten Betrieb dreht sich der Motor mit einer Geschwindigkeit von 3000 U/min; dabei beträgt die Abtastgeschwindigkeit 1 Zeile/s.
Die Wahl der geforderten Geschwindigkeit und der Abtastrichtung erfolgte durch Kommandos von der Erde. Die Kamera gewährleistete folgende Betriebsarten:
1. Bildübertragung mit einer Geschwindigkeit von 1 Zeile/s bei Abtastung in einer Richtung. Die Zeit für ein Rundpanorama beträgt 100 min
2. Bildübertragung mit der gleichen Geschwindigkeit in umgekehrter Richtung
3. schnelle Übertragung – schnelle Drehung hin oder zurück. Die Zeit für eine Umdrehung beträgt 20···25 min
Durch die verschiedenen Betriebsarten können die interessantesten Bildteile in kürzester Zeit aufgefunden werden; das ist wegen der begrenzten energetischen Möglichkeiten der Station besonders wichtig.

Signalformung

Als Lichtempfänger dient in der Kamera ein Fotovervielfacher vom Typ ФЭЧ-54, der speziell für diese Kamera entwickelt wurde.
In der Kamera werden kleine Lichtströme registriert, die im Grenzfall die Größenordnung 10^{-10} Lm erreichen. Bei einem so kleinen Signalstrom des Fotovervielfachers kann der Dunkelstrom in der gleichen Größenordnung liegen und großen Einfluß auf den Rauschabstand und die Temperaturstabilität der Parameter nehmen. Der Dunkelstrom des Fotovervielfachers wurde deshalb durch besondere Maßnahmen verringert.
Die Charakteristik der Umwandlung Licht – Signal wurde in der Kamera logarithmisch ausgelegt. Die Logarithmierung des Videosignals erfolgt durch den Fotovervielfacher und den Videoverstärker.

Automatische Empfindlichkeitsregelung

Die unbestimmten Lichtverhältnisse erforderten eine automatische Empfindlichkeitsregelung in der Kamera. Der sehr große Bereich (mehr als drei Zehnerpotenzen) der Leuchtdichte der zu übertragenden Objekte erschwerte nicht nur eine Empfindlichkeitssteuerung des Gerätes auf Kommando. Die Kommandosteuerung arbeitet ausschließlich nach der Proben- und Fehlermethode, so daß auch ein Teil der Information verloren geht, was besonders ungünstig bei begrenzter Übertragungszeit und der zu übertragenden Informationen ist.
Ebenso mußte berücksichtigt werden, daß die Kamera das Panoramabild ununterbrochen überträgt, wobei sich die Blickrichtung der Ablenkeinheit in einem Winkel von 0···360° ändert. Dabei ändert sich auch der Reflexion entsprechend die mittlere Leuchtdichte der von der Kamera übertragenen Oberflächenteile. So entsteht die Notwendigkeit der Empfindlichkeitsregelung im Übertragungsprozeß eines Panoramas.
In der Anlage erfolgte die selbsttätige

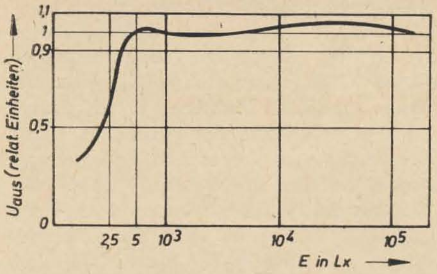


Bild 4: Empfindlichkeitskurve

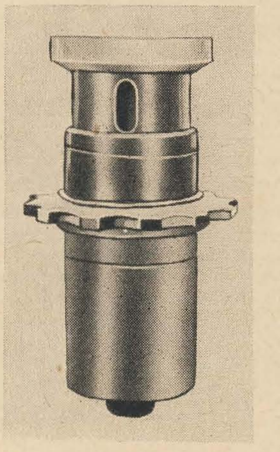


Bild 5: Ansicht der Kamera

Regelung durch Änderung der Empfindlichkeit des Fotovervielfachers in Abhängigkeit von der mittleren Leuchtdichte der zu übertragenden Gegenstände.
Das kosmische Fernsehen unterliegt weiterhin exponometrischen Fehlern. Bei Übertragung des Bildes von Himmelskörpern kann eine gut beleuchtete Oberfläche einen Teil des Bildes einnehmen und der tiefschwarze Kosmos den anderen Teil. Der kosmische Teil hat großen Einfluß auf die mittlere Leuchtdichte des Bildes, was bei Verwendung eines automatischen Belichtungsmessers zu einer Überbelichtung des Nutzbildteiles führt. Zur Vermeidung dieser Fehler wird auf ein Kommando die Empfindlichkeit des Gerätes verändert.
Die Kamera gewährleistet eine normale Bildübertragung im Beleuchtungsbereich 80···150 000 lx. Bei $E < 500$ lx reagiert das System zur automatischen Empfindlichkeitsregelung nicht, eine normale Übertragung ist aber durch das Kommando zur Empfindlichkeitserhöhung möglich (Bild 4). Die minimale Beleuchtung, mit der man noch eine ausreichende Bildqualität erhält, beträgt etwa 80 lx.

Konstruktion der Kamera

Die Kamera hat eine zylindrische Form (Bild 5). Der untere Teil besteht aus einer Manganlegierung mit Flansch und hermetischem Anschluß. Der Flansch gewährleistet eine hermetische Abdichtung. Der obere, vergoldete Teil der Kamera, der aus dem hermetischen Körper der Station herausragt, hält die Wärme in erträglichen Grenzen, die die Mondoberfläche und die Sonne ausstrahlen. Außerdem befindet sich im oberen Teil der Fernsehkamera eine Wärmeisolierung als Schutz vor direkten Sonnenstrahlen bei hohem Sonnenstand. Die berechnete Betriebstemperatur, unter der die Kamera arbeiten muß, liegt im Bereich — 20···+ 50 °C. Praktische Untersuchungen haben gezeigt, daß eine normale Bildübertragung auch noch bei + 80 °C erfolgen kann.
Obwohl der innere Raum der Kamera praktisch nicht hermetisch abgeschlossen ist, ist seine Konstruktion so ausgeführt, daß der Druck in ihm nicht unter 10^{-3} bis 10^{-5} Torr abfallen kann (Vakuumschirm), d. h., er kann nicht die Größe erreichen, bei der sich schädliche Wirkungen einstellen.
Die Fenster sind mit einem 50 µm dünnen, durchsichtigen Lavsanfilm überzogen, der keinerlei optische Verzerrungen des zu übertragenden Bildes hervorruft.
Die Masse der Kamera beträgt 1300 g, die aufgenommene Leistung ist $< 2{,}5$ W.

(Gekürzte Übersetzung aus „Technika kino i televidenija" 12 [1968], H. 1, S. 9–17)

Literatur

[1] Scharonow, V. V.: Priroda planet. Moskwa, Fismatgis, 1958
[2] Perwye panoramy lunnoj powerchnosti. Moskwa, „Nauka", 1966

Referate

W. T. Higgin

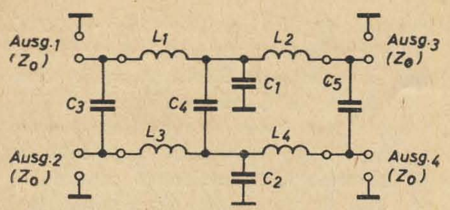
Richtkoppler für niedrige Frequenzen

Electronic Communicator 2 (1967), H. 4, S. 3

Durch die Mikrowellenminiaturisierung ist in letzter Zeit verstärkt Interesse für die Benutzung von Mikrowellenbauteilen im HF- und VHF-Gebiet hervorgerufen worden. So wird z. B. eine Reihe von Hochfrequenzleistungsteilern und -kopplern kommerziell angeboten. Diese Baugruppen haben gewöhnlich große Bandbreite und sind als Transformatorschaltungen bezüglich des Kopplungsmechanismus aufgebaut.
Dieser Beitrag verweist auf einen etwas abweichenden Weg, da hier nur konventionelle Induktivitäten und Kapazitäten zur Realisierung des Kopplers benutzt werden. Die sich ergebenden Schaltungen sind nützlich in schmalbandigen Anwendungen mit gedruckten Schaltungen im 1- bis 100-MHz-Gebiet des Spektrums. Einer detaillierten Bemessung eines 3-dB-Quadraturhybrids folgt eine Darlegung des Bemessungsganges der mehr generellen Typen von Richtkopplern.
Die Realisierung des Quadraturhybrids mit konzentrierten Schaltelementen ist im Bild dargestellt. Alle Induktivitäten sind mit dem Wert L angegeben, wobei L durch die Gleichung

$$L = Z_0/\omega \quad (1)$$

gegeben ist ($L = L_1 = L_2 = L_3 = L_4$). Z_0 ist dabei der Wellenwiderstand des Über-



Realisierung eines 3-dB-Hybrids mit konzentrierten Schaltelementen

tragungsleitungssystems, in dem der Koppler benutzt wird und ω die Bemessungsfrequenz. Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind gleich groß und über den Wellenwiderstand durch die Gleichung

$$Z_0 = 1/\omega \cdot C_1 = 1/\omega \cdot C_2 \qquad (2)$$

verbunden.
C_3, C_4 und C_5 sind gleich $C_1/2$.

Wirkungsweise der Schaltung

Wenn die Ausgänge 2, 3 und 4 über den Wellenwiderstand Z_0 mit Masse verbunden sind und die Schaltung durch einen angepaßten Generator von Ausgang 1 gegen Masse angesteuert wird, wird dessen Leistung ohne Verlust zwischen den Lastwiderständen an den Ausgängen 3 und 4 verteilt, Ausgang 2 ist entkoppelt. Wenn andererseits Ausgang 2 angesteuert wird, ist Ausgang 1 entkoppelt, bei gleichzeitiger Verteilung der Leistung zwischen den Lastwiderständen an den Ausgängen 3 und 4. Da die Schaltung symmetrisch ist, können die Ausgänge 3 oder 4 mit ähnlichen Leistungsteilercharakteristiken getrieben werden. In jedem Fall sind die Spannungen an den Ausgangspunkten immer 90° phasenverschoben.
Die Bemessung der Schaltung beruht auf der Streumatrixrepräsentation des Kopplers. Die Bauelemente L_1, L_2 und C_1 bilden die Ersatzschaltung einer $\lambda/4$-Leitung des Wellenwiderstands Z_0. Die Bauelemente L_3, L_4 und C_2 bilden eine identische Schaltung. Wenn die Ausgänge 1 und 2 in Phase betrieben werden, ergibt sich eine Ersatzschaltung einer Viertelwellenlängenleitung des Wellenwiderstands $Z_0/2$. Werden nun die Ausgänge 1 und 2 um 180° phasenverschoben betrieben, bilden L_1, L_3 und C_3 und C_4 die Ersatzschaltung einer $\lambda/4$-Leitung des Wellenwiderstands $2\,Z_0$. Unter diesen Betriebsbedingungen wird eine ähnliche Schaltung durch L_2, L_4 und C_5 sowie die Reihenkombination von C_1 und C_2 gebildet. Da diese beiden identischen $\lambda/4$-Schaltungen in Kaskade geschaltet sind, beträgt die gesamte elektrische Länge mit dieser gegenphasigen Erregung 180°. Durch Befriedigung der obigen Impedanz- und Phasenbeziehungen sind alle Forderungen für eine Einzelfrequenz für einen 3-dB-Quadraturhybridkoppler erfüllt.
Eine experimentelle Schaltung wurde für eine Mittenfrequenz von 75 MHz konstruiert. Der gemessene Einschaltverlust war < 1 dB, der Phasenwinkel zwischen den gleichen Ausgängen ≈ 90° und die Ausgangsleistung am entkoppelten Anschluß 20 dB unter der des Eingangs. Eine ausnutzbare Bandbreite von 20 MHz wurde beobachtet, und die Eingangsanpassung betrug 1,1. Werden die Scheinwiderstände so gewählt, daß sie keine $\lambda/4$-Leitung darstellen, sondern allgemeine Übertragungsleitungen genereller Länge, kann ein Richtkoppler mit jedem gewünschten Wert der Kopplung durch Benutzung der folgenden Bemessungsregeln realisiert werden:
Werden die Ausgänge 1 und 2 in Phase gespeist, bezeichnet man die Leitungslänge, die durch L_1, L_2 und C_1 definiert wird, als Θ_+, und man definiere eine Größe α nach

$$\alpha = 2 \sin^{-1} \tan\left(\frac{\Theta_+}{2}\right) - \Theta_+ \qquad (3)$$

Weiterhin wird eine Größe M als das Verhältnis der Ausgangsleistung am Ausgang 3 zur Ausgangsleistung am Ausgang 4 unter der Bedingung definiert, daß alle Anschlüsse angepaßt sind. M ist in Beziehung zum Kopplungswert C des Kopplers durch die Gleichung

$$C = \frac{1}{1 + M} = \frac{\text{Leistung an Anschluß 4}}{\text{Eingangsleistung}} \qquad (4)$$

Für einen gewünschten Koppelfaktor C ergibt sich also ein Wert M. Für ein 3-dB-Hybrid ist z. B. M = 1. Es kann gezeigt werden, daß

$$M = \frac{1 + \cos\alpha}{1 - \cos\alpha}$$

ist. Daher kann man für ein gegebenes M einen Wert für α und Θ_+ erhalten (für ein 3-dB-Hybrid ist dann z. B. $\alpha = \pi/2$). Die Werte der verschiedenen Scheinwiderstände werden nach

$$\omega L_1 = \omega L_2 = \omega L_3 = \omega L_4 = Z_0 \tan\frac{\Theta_+}{2} \qquad (5)$$

$$\frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega C_2} = Z_0/\sin\Theta_+ \qquad (6)$$

berechnet.
Wenn die Ausgänge 1 und 2 nicht in Phase gespeist werden, ist die elektrische Länge der Schaltung Θ_-, und es gilt:

$$\Theta_- = \Theta_+ + \alpha \qquad (7)$$

Die verbleibenden Blindwiderstände werden wie folgt berechnet:

$$\frac{1}{\omega C_3} = \frac{1}{\omega C_5} = \frac{2\,Z_0}{\tan\frac{\Theta_-}{4}} \qquad (8)$$

und

$$\frac{1}{\omega\left(C_4 + \frac{C_1}{2}\right)} = \frac{Z_0}{\tan\frac{\Theta_-}{4}} \qquad (9)$$

Ein negativer Wert von C_4 zeigt an, daß eine Induktivität des entsprechenden Wertes eingebaut werden sollte, um die gewünschten Reaktanzverhältnisse zu erzielen. Es wurde ein Koppler für 75 MHz konstruiert. Die Entwurfsparameter waren $\alpha = 25°$, $M = 21$, $\Theta_+ = 75°$ und $\Theta_- = 100°$. Die beobachtete Leistungsteilung war M = 25 und die Leistung am entkoppelten Anschluß 30 dB unterhalb der Eingangsleistung. Die maximale Fehlanpassung war 1,18 und die ausnutzbare Bandbreite 50 MHz.
Die Realisierung niederfrequenter Koppler hat viele Anwendungen für Leistungsüberwachung, Phasenschieber und Leistungsteiler. Eine andere interessante Möglichkeit ist die Benutzung einer Mikrowellenresonanzringschaltung bei diesen niedrigen Frequenzen, wenn der Einschaltverlust niedrig genug gemacht werden kann.

Fischer

Fachbücher

A. Recknagel

Physik

Schwingungen und Wellen
Wärmelehre
6., durchgesehene Auflage
VEB Verlag Technik, Berlin 1967
327 Seiten, 239 Bilder, Kunstleder 48,– M

Mit den Vorkenntnissen der Oberschule ausgerüstet, kann sich der Leser getrost auch an diesen Teil des seit langem gut eingeführten vierbändigen Werkes begeben. („radio fernsehen elektronik" stellte die 5. Auflage des Teils „Elektrizität und Magnetismus" im Heft 5/1968 vor, die beiden anderen Bände behandeln Mechanik und Optik.)
Die Anschaulichkeit der zahlreichen bildlichen Darstellungen, die das Druckbild wirkungsvoll auflockern, und die weitgehende Untergliederung der Abschnitte mit ihrem gut ausgewogenen Verhältnis zwischen erläuterndem Text und mathematischer Beweisführung wirken sich beim Durcharbeiten sehr günstig aus. Sie erleichtern dem Fernstudenten, dem dies alles die Experimentalphysikvorlesung ersetzen muß, das Verständnis des gebotenen Stoffes wesentlich. Schon früher wurde festgestellt, daß es der Autor dabei besonders verstanden hat, in seinen Ausführungen die Fragen von vornherein zu beantworten, die beim Studenten erfahrungsgemäß zu bestimmten Problemen auftauchen.
Auf 40 Seiten schließlich werden die in den Kapiteln enthaltenen 54 Aufgaben gelöst. Auch das ist eine wichtige Hilfe bei der Aneignung des Stoffes.
Die bei der Besprechung des Bandes „Elektrizität und Magnetismus" gegebene Empfehlung kann wiederholt werden: Das Werk ist sowohl für den Fernstudenten, für den es geschaffen wurde, als auch für den Direktstudenten, den es vieles besser verstehen läßt, sehr nützlich. Nach Abschluß des Studiums wird es seinen Platz unter den Wissensspeichern behalten, in denen man hin und wieder auftauchende Fragen beantwortet finden.

g

R. Heimann

Radionuklide in der Automatisierungstechnik

Band 58
der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
VEB Verlag Technik, Berlin 1967
87 Seiten, 61 Bilder, broschiert 4,80 M

Der vorliegende Band der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK beschäftigt sich mit einem Spezialgebiet der modernen Meßtechnik: mit dem Einsatz von Radionukliden für die Lösung schwieriger Meßprobleme. Die ersten drei Abschnitte bringen einige Grundlagen, speziell die physikalischen und technischen Eigenschaften der verwendeten Strahlungsquellen und Detektoren. Im Hauptabschnitt (45 Seiten) werden Betriebsmeßverfahren und -geräte beschrieben, die mit Radionukliden arbeiten. Natürlich macht der beschränkte Gesamtumfang eine bestimmte Auswahl erforderlich. Es werden deshalb nur solche Verfahren betrachtet, die eine größere Verbreitung in der Praxis gefunden haben, und zwar der Einsatz von Strahlenschranken, die Dicken- und Dichtemessung und die Verfahren der Stoffanalyse. Einige Hinweise zu den einschlägigen Strahlenschutzmaßnahmen und ein Ausblick auf die in den nächsten Jahren zu erwartenden Entwicklungen beschließen die Ausführungen.

Der umfangreiche Stoff ist geschickt ausgewählt und gegliedert und gut verständlich dargestellt. Physikalische Vorkenntnisse werden nur in geringem Umfang vorausgesetzt, während einige Kenntnisse auf elektronischem Gebiet an mancher Stelle das Verständnis erleichtern könnten. Bei den Gerätebeschreibungen und vor allem bei den Anwendungsbeispielen wäre stellenweise eine Erweiterung wünschenswert; vielleicht hätte sich dafür in den ersten drei Abschnitten noch etwas Platz einsparen lassen (so hätte als Beispiel vermutlich schon eines der beiden Bilder 7 bzw. 8 ausgereicht). Als positiv ist hervorzuheben, daß praktische Probleme sehr gründlich behandelt werden, gelegentlich bis zur Durchrechnung konkreter Zahlenbeispiele (z. B. S. 45 und 46). Insgesamt handelt es sich um eine ausgezeichnete Darstellung dieses Gebietes, die als Einführung durchaus zu empfehlen ist.

H. Hart

Netzanschlußgeräte N 64 und UN 64

Für Studiobetrieb
1/8-Teileinschübe gemäß TGL 60-50702

Lieferung nur über die
Versorgungskontore für Maschinenbau-Erzeugnisse – Abteilung Schwachstrom

NEUMANN
GEORG NEUMANN & CO.
ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM
6552 GEFELL b. SCHLEIZ
Ruf: 262-264, Telex: 58-8843 neu ge dd

Oxyd- und Sulfid-Schichten
lösen sich leicht mit

Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Granowski, 6822 Rudolstadt

Wir übernehmen
Sonderanfertigungen
für Forschung und Industrie
in moderner Technik
HERBERT HERING, Werkstätten für elektronische Geräte,
832 Bad Schandau,
Karl-Marx-Platz 1

AF 139, je 41,— M, AF 239, je 52,— M, Fet's 68,— M
zu verkaufen.
Angebote unter **LA 278419** an DEWAG, 701 Leipzig, PSF 240

PrüfFix Jeder braucht ihn
Lieferung über den Fachhandel
PGH „ENERGIE", 729 TORGAU

PGH
»FUNKTECHNIK«
DRESDEN
Neue Anschrift:
8028 Dresden
Freiberger Straße 109
Telefon: 84831

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen
aller Fabrikate und Typen
bis 40 W

BSC
Fernseh-Antennen
UKW-Antennen
Buchmann, Schulze & Co., KG
Bauteile der Elektronik und Antennentechnik
45 Dessau, Stenesche Straße 12

Junger Ingenieur (26)
sucht Nebenbeschäftigung auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik, Elektronik und Automatisierungstechnik.
Zuschriften unter **RO 02967** an DEWAG, 1054 Berlin

Suche dringend **„Funktechnik"** komplett, Jahrg. 1966/67, mögl. mit Jahresinhaltsverz. Preisangeb. erb.
Max Felber, 90 Karl-Marx-Stadt, Schadestraße 11

Rundfunkmechaniker
sucht interessante Tätigkeit. Fahrerlaubnis I u. V. Zimmer erwünscht.
Zuschriften unter Nr. **721** an DEWAG, 87 Löbau

Zwei Funkmechaniker
übernehmen Heimarbeit in Funk, Fernsehen oder Elektronik. Werkstatt, PKW und geringe Meßmittel vorhanden.
Zuschriften unter **RF 4659** DEWAG, 1054 Berlin

Unterrichten Sie sich bitte laufend über
Neuerscheinungen
von Fachbüchern Ihres Fachgebietes.
Wir senden Ihnen unverbindlich und kostenlos unsere Informationen.
VT
VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

Neue Angebotsliste erschienen!
Elektronische Bauelemente und Bastlerbedarf
KONSUM
Radio – Elektronik – Versand
36 Halberstadt – Postfach 11
Versand postwendend bei Einsendung eines adressierten Umschlages!

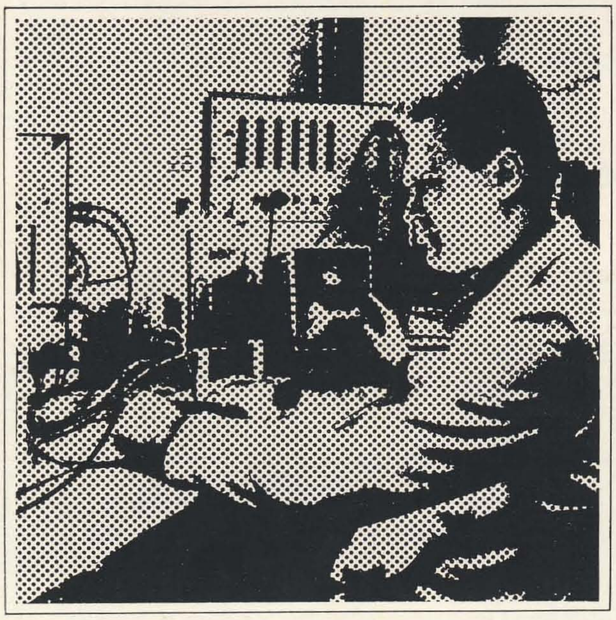
KONDENSATORLAMPE –

Flächenförmige Lichtquelle zur Lösung spezieller Beleuchtungsaufgaben.
Die Steuerung, Kontrolle und Überwachung der Betriebsvorgänge sowie das schnelle Erfassen von Meßwerten sichern einen reibungslosen Produktionsablauf.
NARVA-Kondensatorlampen geben eine gleichmäßige, absolut blendungsfreie, leicht regelbare Ausleuchtung von Geräte- und Instrumenteskalen.
Durch ihre flache Bauweise und durch die Variation der äußeren Form bieten die Kondensatorlampen einen breiten Einsatz bei der Lösung von Beleuchtungsaufgaben an Meßgeräten und Meßinstrumenten.
Durch eine sehr geringe Leistungsaufnahme sowie das Fehlen jeglicher Wärmeentwicklung lösen NARVA-Kondensatorlampen Beleuchtungsprobleme, wo herkömmliche Lichtquellen versagen.
Besonders günstige Eigenschaften für diese Anwendungsgebiete besitzt die Lichtfarbe Grün durch ihre höhere Leuchtdichte gegenüber den Lichtfarben Blau und Gelborange.
Hohe Wirtschaftlichkeit durch lange Lebensdauer.

Unser Prospekt informiert Sie über Einzelheiten.

VEB BERLINER GLÜHLAMPEN-WERK

1017 Berlin, Ehrenbergstraße 11–14



Zuverlässigkeit sichert Marktvorteile

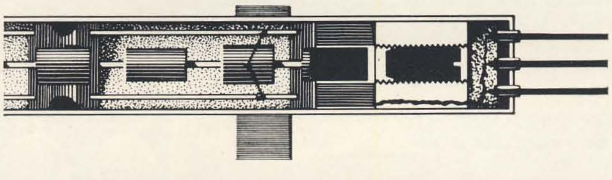
Bei der Übermittlung von Informationen, von Meldungen und Befehlen ist maximale Funktionssicherheit eine entscheidende Forderung. Robuste und besonders zuverlässige Geräte sind deshalb am Weltmarkt gefragt.

RFT-Magnetomechanische Bandfilter bieten unter diesem Aspekt folgende Vorteile: zuverlässige Funktion auch in stark feuchtebeanspruchter Umgebung durch klimasicheren Aufbau, hohe Frequenzkonstanz innerhalb des angegebenen Temperaturbereiches. Servicedienst entfällt, da ein Abgleich weder beim Einbau noch während des Betriebes erforderlich. Einfache Montage. Durch geringe Einbautiefe und günstiges Abwinkeln der Drähte besonders für Einsatz in gedruckten Schaltungen geeignet.

Wir wollen Sie gern bei der Lösung Ihrer Probleme beraten.

Schreiben Sie an:

VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky"
153 Teltow, Ernst-Thälmann-Straße 10
Abteilung Kundendienst und Applikation



RFT electronic **Bauelemente**

Soeben ausgeliefert!

Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen Regelkreisen

Von Prof. Dr. phil. nat. Herbert Schlitt, Erlangen

336 Seiten, 223 Abbildungen, Leinen 64,– M
Sonderpreis für die DDR 42,– M

Der VEB Verlag Technik beliefert nur die DDR und die sozialistischen Länder.

Eine Einführung in die statistischen Verfahren der Regelungstechnik und der Nachrichtentechnik.

Inhalt (Hauptabschnitte):

Lineare Systeme: Einführung in die Behandlung von regellosen Signalen. Kennzeichnung regelloser Signale durch zeitliche Mittelwerte. Spektrale Darstellung von Funktionen verschiedener Konvergenzeigenschaften. Beschreibung regelloser Signale im Frequenzbereich. Heuristische Einführung der spektralen Leistungsdichte. Spezielle Korrelationsverfahren. Kenngrößen für lineare Übertragungssysteme. Systemtheorie für stochastische Signale. Klassifizierungsmöglichkeiten für stochastische Signale. Gefiltertes Rauschen.

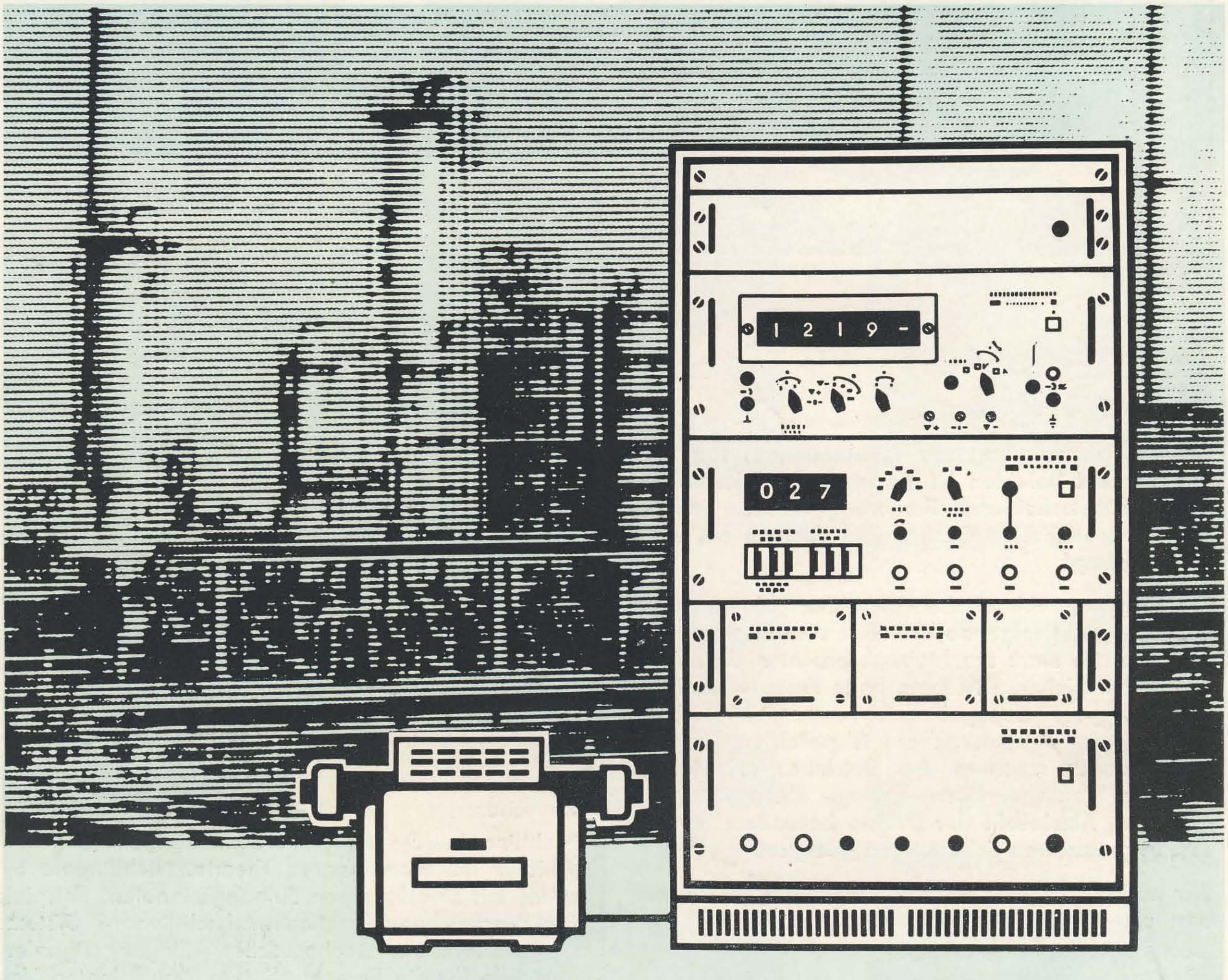
Nichtlineare Systeme: Vorbemerkungen zur Geschichte der nichtlinearen Theorie. Nichtlineare Systeme mit sinusförmigen Eingangssignalen. Beispiele für Beschreibungsfunktionen. Nichtlineare Systeme mit stationären stochastischen Eingangssignalen. Beispiele für die Berechnung von äquivalenten Verstärkungsfaktoren für Gaußsche Signale. Allgemeinere Approximationsverfahren. Das optimale lineare Ersatzsystem. Abhängigkeit der Korrelationsfunktionen und Leistungsspektren von der nichtlinearen Funktion $y = f(x)$, Reihenentwicklungen. Geschlossene Regelkreise mit einem nichtlinearen Teilsystem. Beispiele zur Berechnung geschlossener Regelkreise. Sprungphänomene in geschlossenen Regelkreisen.

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VT
VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN

RFT electronic

Vollautomatisch messen und registrieren mit FWE-Digital-Anlagen



Die Digital-Anlagen des FWE ermöglichen die automatische Abfrage einer Vielzahl von Meßstellen. Die als Gleichspannung vorliegende Meßgröße wird mit einem Analog-Digital-Umsetzer oder Digitalvoltmeter erfaßt und mittels Meßwertdrucker registriert. Über Lochstreifen bzw. -karten können die Meßwerte einschließlich Meßstellen-Nummer zur Weiterverarbeitung gelangen.
Max. Meßfolge: 120 Messungen je Minute.

Ausführliche Informationen erhalten Sie durch unsere Werbeabteilung.

VEB FUNKWERK ERFURT

50 Erfurt · Rudolfstraße 47
Telefon: 580 · Fernschreiber: 061 306

33 103